

(12)特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局



(43) 国際公開日
2004 年 5 月 21 日 (21.05.2004)

PCT

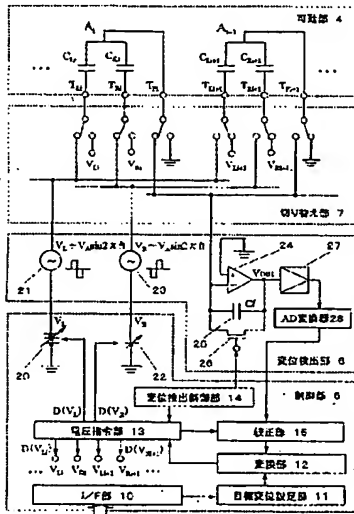
(10) 国際公開番号
WO 2004/041710 A1

- (51) 国際特許分類: B81B 3/00, (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 松下電
G01B 7/30, G02B 26/08, H02N 1/00 器産業株式会社 (MATSUSHITA ELECTRIC INDUS-
TRIAL CO., LTD.) [JP/JP]; 〒571-8501 大阪府 門真市
大字門真 1 0 0 6 番地 Osaka (JP).
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2003/014125
- (22) 国際出願日: 2003 年 11 月 5 日 (05.11.2003) (72) 発明者; および
(75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 虫鹿 由浩
(MUSHIKA, Yoshihiro) [JP/JP]; 〒572-0019 大阪府 寝
屋川市 三井南町 3 0 - 6 - 4 0 9 Osaka (JP). 苅田 吉
博 (KANDA, Yoshihiro) [JP/JP]; 〒563-0214 大阪府 豊
能郡豊能町 希望ヶ丘 5 - 1 5 - 1 Osaka (JP).
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:
特願 2002-322247 2002 年 11 月 6 日 (06.11.2002) JP (74) 代理人: 奥田 誠司 (OKUDA, Seiji); 〒540-0038 大阪
府 大阪市 中央区 内淡路町一丁目 3 番 6 号 片岡ビル
特願 2003-352736 2003 年 10 月 10 日 (10.10.2003) JP 2 階 奥田国際特許事務所 Osaka (JP).

/続葉有/

(54) Title: MICROACTUATOR PROVIDED WITH DIPLACEMENT DETECTION FUNCTION, AND DEFORMABLE MIR-
ROR PROVIDED WITH THIS MICROACTUATOR

(54) 発明の名称: 変位検出機能を備えたマイクロアクチュエータ、および当該マイクロアクチュエータを備えた可
変形ミラ—



- 4...MOVABLE UNIT
7...SWITCHING UNIT
5...CONTROL UNIT
6...DISPLACEMENT DETECTOR
28...AD CONVERTER
14...DISPLACEMENT DETECTION CONTROLLER
15...CALIBRATION UNIT
12...CONVERTER
13...VOLTAGE INSTRUCTING UNIT
11...TARGET DISPLACEMENT SETTING UNIT
10...L/FB UNIT

(57) Abstract: While a drive signal is being given to a movable element (Ai) such as an electrostatic drive actuator to displace it, a displacement detector (6) detects the displacement. A calibration unit (15) self-calibrates the relation between a drive signal and a displacement to thereby correct a change with time in actuator characteristics and an environmental change. A switching unit (7) selectively connects one displacement detection unit to a plurality of movable elements (Ai) so as to reduce a displacement detecting circuit.

(57) 要約: 本発明では、静電駆動アクチュエータ等の可動素子 Ai に、駆動信号を与えて変位させながら変位検出部 6 によりその変位を検出し、較正部 15 が駆動信号と変位との関係を自己較正することで、アクチュエータ特性の経時変化や環境変化を補正する。切り替え部 7 は 1 つの変位検出部を複数の可動素子 Ai に選択的に接続することで、変位検出のための回路を削減する。



(81) 指定国 (国内): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW.

(84) 指定国 (広域): ARIPO 特許 (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SI, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア特許 (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ

特許 (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IT, LU, MC, NL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI 特許 (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類:

— 国際調査報告書

2文字コード及び他の略語については、定期発行される各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。

明 細 書

変位検出機能を備えたマイクロアクチュエータ、および当該マイクロアクチュエータを備えた可変形ミラー

5

技 術 分 野

本発明は、変位検出機能を備えたマイクロアクチュエータ、および当該マイクロアクチュエータを備えた可変形ミラー（deformable mirror）に関する。また、このようなマイクロアクチュエータを備えた種々の装置に関する。

10

背 景 技 術

半導体プロセスを用いたMEMS（Micro Electro Mechanical Systems）技術により、様々なマイクロアクチュエータが開発されている。MEMS技術によれば、多数のアクチュエータや駆動回路等を同時に一括形成できるため、その特徴を活かした応用が図られている。基板上の多数の微小ミラーを配列した可変形ミラーもその1つである。可変形ミラーは、光の波面収差をアクティブに補正する補償光学装置、ディスプレイ、および光通信などの各種装置に应用されている。

20

可変形ミラーの変位量の制御に関しては従来、下記の2つの方法が知られている。

1つは開ループ制御であり、多段階の駆動電圧を与えてミラー変位量を制御するものがある（例えばR.W. Corrigan, D.T.Amm and C.S. Gudeman “Grating Light Valve™ Technology for

Projection Displays”, Presented at the International Display Workshop, Kobe Japan, 9 Dec 1998, Paper Number LAD5-1)。同文献では、可変形ミラーはミラー変位量によって回折光量を制御する回折格子として利用され、可変形ミラーの変位量を多段階に閉ループ制御している。同文献には、予め製造工程において駆動電圧と回折光量との関係を実験的に数点測定し、これを補間して変換テーブルを作成し、可変形ミラー毎の特性のばらつきを補正する技術が開示されている。

もう1つは外部センサを用いた閉ループ制御であり、例えば補償光学装置においては波面センサを用いて検出した誤差信号から可変形ミラーの制御信号を生成して閉ループ制御を行っている（例えば J.A. Perreault, T.G. Bifano et al., “Adaptive optic correction using microelectromechanical deformable mirrors”, Optical Engineering, Vol. 41, No.3, pp.561-566 (March 2002)）。

また、マイクロセンサの分野では下記の技術が知られている。圧力センサにおいては、外部圧力による隔膜（diaphragm）の変形を静電容量変化で検出するものがある（例えば S.B.Crary, W.G.Baer et al., “Digital Compensation of High-performance Silicon Pressure Transducers”, Sensors and Actuators, A21-A23, pp.70-72 (1990)）。同文献には、複数の温度条件下において圧力とセンサ出力との関係を予め実験的に求めておき、これらの関係を近似した較正多項式をメモリに格納した構成が開示されている。

また、外部圧力を打ち消すように別の電極で静電力を発生して隔膜の変形を実質的に零になるように制御を行い、その静電力の大き

さから外部圧力を求める平衡力（Force Balanced）型の圧力センサもある（例えばB.P. Gogoi, C.C. Wang, C.H. Mastrangelo, “Force Balanced Micromachined Pressure Sensors”, IEEE transactions on electron devices, Vol. 48, No.8, pp.1575-1584 (August 2001)）。

角速度センサにおいては、外部からの角速度によって発生するコリオリ力で可動子の変位する量を静電容量変化で検出するものがある（例えばT. Juneau, A.P. Pisano, J.H. Smith, “Dual Axis Operation of a Micromachined Rate Gyroscope”, Transducers'97, 1997 International Conference on Solid-State Sensors and Actuators, Chicago, June 16-19, pp.883-886）。同文献には可動子の初期の位置ずれによる零点のドリフトを補正する構成が開示されている。

しかしながら、上記のようなマイクロアクチュエータには、以下の課題があった。

製造工程で変換テーブルを作成して開ループ制御を行うものは、変換テーブルのデータ採取が煩雑で、かつ経時変化あるいは環境変化等に対する対応に限界があった。例えば駆動電圧と回折光量との関係を採用するためには、実際に外部から光を当てて1画素毎に光量を測定する必要があり、専用の測定装置を必要とするとともに、光スポットの位置合わせ等の作業が多く、データ採取が極めて煩雑であった。また、測定できるのは製造工程での初期特性のみであり、実際に装置に組み込まれた状態で可動部の変位量をモニターすることはできなかった。このため、経時変化や温度などの環境変化に伴うアクチュエータ特性の変化があっても、これに対応した補正ができなかった。

波面センサ等の外部センサを用いて閉ループ制御を行うものは、まず第1の課題として、制御構成が高価であった。安定な閉ループ制御を行うためには、波面センサの検出点数は可変形ミラーのアクチュエータ数よりも多くする必要がある、例えばShack-Hartman
5 n型波面センサでは一般的に検出点数はアクチュエータ数の約2倍以上が必要とされている。このため、閉ループ制御のためには比較的高分解能のセンサが必要で、また、波面センサの各検出点と可変ミラーの各駆動点とを精密に対応させる位置調整も必要であった。さらに、複数の検出信号から波面再構成などの演算を行って各駆動
10 点の制御信号を生成する制御回路も比較的高精度で大規模なものを必要とした。また、第2の課題としては、波面センサによる光量損失が大きい点にあった。波面センサは波面の補正対象である光束の一部を使って波面を検出しているので、これは光量の損失要因である。閉ループ制御のために波面の検出点数を増やし、各検出点にお
15 いて一定のセンサ感度（S/N）を確保しようとする、波面センサによる大きな光量損失が発生していた。

また、圧力センサや角速度センサ等のマイクロセンサには、下記のような構成上の特徴とそれに伴う課題があった。まず第1に、前述の文献に記載されたマイクロセンサは1つの可動子に対して変位
20 検出と制御を行っているだけであるが、可変形ミラーのように多数のアクチュエータを同時に駆動することが必要な場合には、各アクチュエータに対して閉ループ制御を行うと、このための回路規模が極めて大きくなるという課題があった。すなわち、変位検出のための検出信号発生器、増幅器、A/D変換器、制御回路などの各回路
25 がアクチュエータ数と同数必要であり、特にアクチュエータ数が多数の場合には回路規模が大きくなってチップ全体のコストが高くな

るという課題があった。

第2の課題としては、駆動信号と変位との関係を測定して自己較正する構成が開示されておらず、従来技術をアクチュエータの変位精度を向上させる用途に用いることが困難であった。圧力センサも角速度センサも外界から与えられた力により変位する可動子とこの可動子の変位をセンサ出力に変換する構成は備えているが、この変換時の対応付けは予めメモリに格納されたものを用いており、零点のドリフト補正を除けば、可動子の変位と出力との対応関係は固定されていた。零点のドリフト補正は可動子の変位していない状態でのオフセットを補正するもので、これは駆動信号と変位との関係とは本質的に無関係である。従って、例えば繰り返し疲労によるバネ定数変化等といった機械特性の経時変化があっても、これを補正することはできなかった。

すなわち、アクチュエータに変位を与えながらその駆動信号と変位との関係を自己較正する構成はいずれの文献にも開示されておらず、経時変化や様々な環境変化に対して変化するアクチュエータ特性を広い変位範囲で補償することは困難であった。

本発明は上記課題を解決し、簡易な構成で、経時変化あるいは環境変化に対する特性ばらつきを補正して信頼性の高い位置制御を行うマイクロアクチュエータおよび可変形ミラーを提供することを目的とする。

発明の開示

本発明のマイクロアクチュエータは、基板と、前記基板上に変位可能に支持された可動素子と、前記可動素子を変位させるための駆動信号を出力する駆動部と、前記可動素子の変位と前記駆動信号と

の対応関係を保持する変換部と、前記駆動信号を与えられた状態での前記可動素子の変位を検出する変位検出部と、前記駆動信号と前記変位検出部の出力とを用いて前記変換部が保持する対応関係を校正する校正部とを備える。

- 5 ある好ましい実施形態において、前記可動素子は、前記基板に固定された固定電極と、前記固定電極に対向する可動電極とを備え、前記変位検出部は、前記固定電極と前記可動電極との間の静電容量の変化によって前記可動素子の変位を検出する。

- 10 ある好ましい実施形態において、前記駆動部は、前記可動素子の1次共振周波数近傍またはそれ以下の低周波信号を前記駆動信号として出力し、前記変位検出部は、前記可動素子の1次共振周波数以上の高周波信号を前記駆動信号に重畳させる。

ある好ましい実施形態において、前記駆動部は、実質的なDC電圧を前記駆動信号として出力する。

- 15 ある好ましい実施形態において、前記駆動部は、複数段階の前記DC電圧を前記駆動信号として出力し、前記変位検出部は前記複数段階の各段階において前記可動素子の変位を検出し、前記校正部は前記各段階のDC電圧と前記変位検出部の出力とを所定の形式の近似関数で近似する。

- 20 ある好ましい実施形態において、前記駆動部は、複数段階の周波数を持つ低周波信号を前記駆動信号として出力し、前記変位検出部は加振された前記可動素子の変位を検出し、前記校正部は、前記駆動信号と変位検出部の出力とを対応付けて、前記可動素子の振幅応答または位相応答を算出する。

- 25 ある好ましい実施形態において、前記駆動部は、前記可動素子の1次共振周波数近傍の低周波信号を前記駆動信号として複数段階出

力し、前記変位検出部は前記複数段階の各段階において加振された前記可動素子の変位を検出し、前記較正部は、前記駆動信号と変位検出部の出力とを対応付けて、前記可動素子の１次共振周波数を抽出する。

- 5 ある好ましい実施形態において、前記駆動信号の振幅を大きく設定した場合には、前記変位検出部が発生する前記高周波信号の振幅を小さく設定する。

- 10 ある好ましい実施形態において、前記可動素子の前記可動電極は、所定の軸に関して概対称な第１導電性部分および第２導電性部分を含み、前記軸を中心として傾動自在に支持されるとともに、前記固定電極は、前記可動電極の第１導電性部分に間隙を介して対向する第１電極と、前記可動電極の第２導電性部分に間隙を介して対向する第２電極とを含み、前記駆動部は、前記第１導電性部分と前記第１電極との間または前記第２導電性部分と前記第２電極との間に前記駆動信号を与え、前記変位検出部は、前記第１電極に第１の高周波信号を印加し、前記第２電極に前記第１の高周波信号と同振幅かつ逆位相の第２の高周波信号を印加し、前記第１導電性部分と前記第２導電性部分とに電氣的に接続した端子の電圧を検出する。

- 20 ある好ましい実施形態において、前記変換部は、前記可動素子の変位と対応付けられた電圧指令値を発生し、前記駆動部は、前記電圧指令値に応じた前記駆動信号を出力するＤＡ変換器を備え、前記較正部は、前記電圧指令値と前記可動素子の変位との対応関係を較正する。

- 25 ある好ましい実施形態において、前記ＤＡ変換器は、非線形な特性を備え、前記駆動信号の値が大きいほど、前記電圧指令値の増分に対応した前記駆動信号の増分を小さく設けている。

ある好ましい実施形態において、前記較正部は、前記電圧指令値と前記可動素子の変位との対応関係を1次関数で近似する。

ある好ましい実施形態において、電源起動時に前記較正部を動作させる。

5 ある好ましい実施形態において、温度検出部を備え、前記温度検出部が所定値以上の温度変化を検出した場合に前記較正部を動作させる。

ある好ましい実施形態において、前記変位検出部の出力が所定の範囲を超えている場合に、前記可動素子または前記変位検出部の異常を判別する異常判別部を備える。
10

ある好ましい実施形態において、前記異常判別部が異常を判別した場合に、前記較正部による前記対応関係の更新を禁止する。

また、本発明のマイクロアクチュエータは、基板と、前記基板上に変位可能に支持された複数の可動素子と、前記可動素子を変位させるための駆動信号を出力する駆動部と、前記可動素子の変位を検出する変位検出部と、前記駆動部および／または前記変位検出部と前記複数の可動素子の各々とを選択的に接続する切り替え部とを備える。
15

ある好ましい実施形態において、前記切り替え部が前記変位検出部の変位検出対象を時系列で切り替えながら各前記可動素子の変位を検出する。
20

ある好ましい実施形態において、前記変位検出部の出力を用いて前記駆動部の出力を閉ループ制御する閉ループ制御部を備える。

ある好ましい実施形態において、前記駆動部の出力を開ループ制御する開ループ制御部をさらに備え、前記閉ループ制御部と前記開ループ制御部とを時系列で切り替えて前記可動素子の制御を行う。
25

ある好ましい実施形態において、前記閉ループ制御部が、前記閉ループ制御部により制御された前記駆動部の出力をホールドするホールド部を備える。

5 ある好ましい実施形態において、前記可動素子が前記駆動信号に応じた電荷を蓄積可能に設けられ、前記切り替え部が、前記可動素子を前記閉ループ制御部に接続した第1の状態と、前記可動素子を高インピーダンスとして前記電荷を保持した第2の状態とに切り替える。

10 ある好ましい実施形態において、各前記可動素子が前記閉ループ制御部と接続されている時間に関わる値を計測するカウンタと、前記閉ループ制御の収束を検知する収束検知部とを備え、前記カウンタからの出力が所定の上限值を超えても前記収束検知部が前記収束を検知しない場合に、前記切り替え部が前記可動素子と前記閉ループ制御部との接続を切断する。

15 ある好ましい実施形態において、前記可動素子が前記閉ループ制御部と接続されている時間に関わる値が、前記閉ループ制御部の繰返しループ回数である。

20 ある好ましい実施形態において、前記収束検知部が前記収束を検知して、前記切り替え部が前記閉ループ制御部の接続先を次の可動素子に切り替えた時点における前記カウンタの出力が前記上限値未満であった場合に、前記カウンタの出力に従って、次の可動素子の上限値を変更する。

25 ある好ましい実施形態において、前記切り替え部が、前記複数の可動素子のうち少なくとも2つ以上を同時に前記変位検出部に接続する。

ある好ましい実施形態において、前記高周波信号の振幅値と同等

以上の大きさのバイアス電圧を、前記固定電極と前記可動電極の双方に与える。

5 本発明の他のマイクロアクチュエータは、基板と、前記基板上に変位可能に支持された可動素子と、前記可動素子を変位させるための駆動信号を出力する駆動部と、前記可動素子の変位を検出する変位検出部と、前記駆動部および／または前記変位検出部と前記可動素子とを結ぶ配線経路中に設けられ、前記配線経路を接続した状態と切断した状態との間で切り替えを行う切り替え部と、前記配線経路を接続した状態で得られた前記変位検出部の第1の出力を、前記配線経路を切断した状態で得られた前記変位検出部の第2の出力を用いて補正する較正部とを備えている。

15 本発明の更に他のマイクロアクチュエータは、基板と、前記基板上に変位可能に支持された可動素子と、前記可動素子を変位させるための駆動信号を出力する駆動部と、前記駆動信号を与えられた状態での前記可動素子の変位を検出する変位検出部とを備え、前記可動素子は、前記基板に固定された固定電極と、前記固定電極に対向する可動電極とを備え、前記可動電極は、所定の軸に関して概対称な第1導電性部分および第2導電性部分を含んで前記軸を中心として傾動自在に支持され、前記固定電極は、前記可動電極の第1導電性部分に間隙を介して対向する第1電極と、前記可動電極の第2導電性部分に間隙を介して対向する第2電極とを含み、前記駆動部は前記第1電極に印加される第1の駆動信号と、前記第1の駆動信号と異なる大きさを持ち、前記第2電極に印加される第2の駆動信号とを発生し、前記変位検出部は、前記可動素子の1次共振周波数以上の高周波信号を出力する高周波信号発生部と、第1端子において前記第1電極に接続された第1の負荷インピーダンス素子と、第2

端子において前記第 2 電極に接続された第 2 の負荷インピーダンス素子と、前記第 1 端子と第 2 端子とに接続する高周波検出部とを備え、前記第 1 の負荷インピーダンス素子の前記第 1 端子の反対側の端子には、前記高周波信号を重畳した前記第 1 の駆動信号を印加し、
5 前記第 2 の負荷インピーダンス素子の前記第 2 端子の反対側の端子には、前記高周波信号を重畳した前記第 2 の駆動信号を印加し、前記高周波検出部は、前記第 1 端子と前記第 2 端子との間における前記高周波信号の位相かつ／または振幅を比較することにより前記可動素子の変位を検出する。

10 本発明の可変形ミラーは、上記いずれかのマイクロアクチュエータを備えた可変形ミラーであって、前記可動素子の少なくとも一部に光反射領域が形成されている。

本発明の装置は、前記いずれかのマイクロアクチュエータを備えている。

15 本発明の駆動装置は、可動素子を有するマイクロアクチュエータの駆動方法であって、前記可動素子を変位させるための駆動信号を出力するステップと、前記可動素子の変位と前記駆動信号との対応関係を保持するステップと、前記駆動信号が与えられた状態での前記可動素子の変位を検出するステップと、前記駆動信号と前記変位
20 検出部の出力とを用いて前記対応関係を較正するステップと、を含む。

図面の簡単な説明

図 1 は、本発明の実施形態 1 におけるマイクロアクチュエータの概略構成図である。

25 図 2 は、本発明の実施形態 1 におけるマイクロアクチュエータの駆動回路の概略構成図である。

図 3 は、本発明の実施形態 1 における較正動作ルーチンのフローチャートである。

図 4 は、本発明の実施形態 2 におけるマイクロアクチュエータの概略構成図である。

5 図 5 は、本発明の実施形態 2 における間欠閉ループ制御ルーチンのフローチャートである。

図 6 は、本発明の実施形態 3 におけるマイクロアクチュエータの概略構成図である。

10 図 7 は、本発明の実施形態 3 における間欠閉ループ制御ルーチンのフローチャートである。

図 8 は、本発明の実施形態 4 におけるマイクロアクチュエータの分解斜視図である。

図 9 は、本発明の実施形態 4 における駆動回路 100a の概略構成図である。

15 図 10 は、本発明の実施形態 4 における較正動作ルーチンのフローチャートである。

図 11 (a) および (b) は、ある可動素子における電圧指令値 D と変位との対応関係を示すグラフである。

20 図 12 は、本発明の実施形態 5 におけるマイクロアクチュエータの概略構成図である。

図 13 は、本発明の実施形態 6 におけるマイクロアクチュエータの概略構成図である。

25 図 14 (a) は本発明の実施形態 6 における非線形 DA コンバータ 176 の概略構成を示し、図 14 (b) は、その較正部 178 における電圧指令値 D と変位 Z との対応関係を説明するためのグラフである。

発明を実施するための最良の形態

以下、図面を参照しながら、本発明の実施形態を説明する。

5 (実施形態1)

まず、図1～3を参照しながら、本発明によるマイクロアクチュエータの第1の実施形態を説明する。本実施形態のマイクロアクチュエータは、傾動動作を行う静電アクチュエータである。このようなマイクロアクチュエータは、例えば半導体製造プロセス技術を用
10 いて作製され得る。本実施形態のマイクロアクチュエータは、光の反射方向を多段階に制御する可変形ミラーに適用される。

まず、図1を参照する。図1は本実施形態におけるマイクロアクチュエータの概略構成図である。図1において、シリコンウェハである基板1上には駆動回路2が設けられ、その上に30 μ m以上の
15 厚さで絶縁層3が設けられている。絶縁層3上には、 n 個(n は2以上の整数)の可動素子A1～Anからなる可動部4が構成されている。可動部4の可動素子A1～Anは互いに同一の構成を有しており、ここでは、 i (i は1以上 n 以下の整数)番目の可動素子Aiを例にとって説明する。可動素子Aiは、2つの固定電極E_{Li}、E_{Ri}
20 と、これらの固定電極E_{Li}、E_{Ri}に対向する位置に設けられた可動電極Yiと、この可動電極Yiを傾動自在に支持する一对の導電性のポストPiとを備えている。

可動素子Aiは、ポストPiを中心にして左右対称の形状をしている。可動電極Yiは、第1導電性部分Y_{Li}および第2導電性部分Y_{Ri}を
25 有している。第1導電性部分Y_{Li}は、間隙を介して第1電極E_{Li}と対

向し、第2導電性部分 Y_{Ri} は間隙を介して第2電極 E_{Ri} と対向している。可動電極 Y_i の上面は、光を反射する反射ミラーとして機能する。

第1電極 E_{Li} と可動電極 Y_i との間、または第2電極 E_{Ri} と可動電極 Y_i との間に電位差を与えると、静電力によって可動電極 Y_i は左
5 または右回りの傾動を行う。その結果、可動電極 Y_i の上面によって反射される光の向きが変わる。電位差の大きさを調節することにより、可動電極 Y_i の傾き角度を制御できる。

ここで、第1電極 E_{Li} と、可動電極 Y_i の第1導電性部分 Y_{Li} とが形成するコンデンサの容量を C_{Li} 、第2電極 E_{Ri} と、可動電極 Y_i の第
10 2導電性部分 Y_{Ri} とが形成するコンデンサの容量を C_{Ri} とする。このとき、可動電極 Y_i が水平姿勢にある初期状態では、 $C_{Li}=C_{Ri}$ の関係がほぼ成立する。

容量 C_{Li} 、 C_{Ri} の大きさ、それぞれ、可動電極 Y_i の傾動変位に応じて逆方向に増減する。本実施形態では、容量 C_{Li} 、 C_{Ri} の大きさの
15 変化を検知することによって可動電極 Y_i の変位を検出する。

端子 T_{Li} 、 T_{Ri} 、および T_{Pi} は、それぞれ、固定電極 E_{Li} 、 E_{Ri} 、およびポスト P_i に接続している。これらの端子は、絶縁層3を貫通したビアとして駆動回路2と接続される。

次に図2を参照して、駆動回路2の詳細を説明する。図2は本実施形態におけるマイクロアクチュエータの駆動回路の概略構成図である。
20

駆動回路2は、全体を制御する制御部5、各可動素子 A_i の変位を検出する変位検出部6、および、変位検出部6の測定対象となる可動素子を選択する切り替え部7を備えている。

25 制御部5は、I/F部10、目標変位設定部11、変換部12、電圧指令部13、変位検出制御部14、較正部15、第1の駆動電

圧発生部 20、第 2 の駆動電圧発生部 22 を備えている。本実施形態では、電圧指令部 13、第 1 の駆動電圧発生部 20、および第 2 の駆動電圧発生部 22 が「駆動部」を構成している。

I/F 部 10 は、制御に関わる外部とのコマンドおよびデータをやりとりする。

目標変位設定部 11 は、I/F 部 10 からの出力に基づき、可動素子 A1~An の各目標変位を決定する。

変換部 12 は、可動素子 A1~An の各目標変位を、駆動電圧に関わる目標データに変換する。変換部 12 には、各可動素子 A1~An の駆動電圧と変位との対応関係が、変換テーブルとして格納される。各可動素子 A1~An の特性ばらつきは、ここで補正される。

電圧指令部 13 は、各可動素子 A1~An の制御を行う際には、変換部 12 の出力に基づき可動素子 A1~An を変位させるための電圧指令値 $D(V_{L1}) \sim D(V_{Ln})$ 、 $D(V_{R1}) \sim D(V_{Rn})$ を出力する。電圧指令値 $D(V_{L1}) \sim D(V_{Ln})$ 、 $D(V_{R1}) \sim D(V_{Rn})$ は、固定電極用端子 $T_{L1} \sim T_{Ln}$ 、 $T_{R1} \sim T_{Rn}$ に与える駆動電圧 $V_{L1} \sim V_{Ln}$ 、 $V_{R1} \sim V_{Rn}$ にそれぞれ対応している。また電圧指令部 13 は、可動素子 Ai の変位を検出する際には、固定電極用端子 T_{Li} 、 T_{Ri} に与える駆動電圧の DC 成分 V_L 、 V_R の差動分 $V_L - V_R$ の値をある所定のタイミングで変化させるように電圧指令値 $D(V_L)$ 、 $D(V_R)$ を変化させていく。このやり方の 1 例として、ここでは V_L または V_R の一方を OV に設定しておき、他方を OV から所定電圧単位で増やしていく方法をとる。電圧指令部 13 が発生する V_L 、 V_R の制御値およびその変化のタイミングに関しては変位検出制御部 14 の出力に基づいて制御が行われる。

変位検出制御部 14 は、電圧指令部 13 に電圧指令値 $D(V_L)$ 、

D (V_R) を変化させるための指令を行う。また、変位検出部 6 のトランジスタ 26 を導通させ、これを所定時間保持して、検出信号 V_{out} のオフセットを除去する。これにより、電圧指令値 D (V_L)、D (V_R) を変化させることによって発生する検出信号 V_{out} の変動をキャンセルすることができる。

較正部 15 は、電圧指令部 13 が出力する電圧指令値 D (V_L)、D (V_R) と、変位検出部 6 が出力する可動素子 A_i の変位の検出結果とを受け取り、電圧指令値 D (V_L)、D (V_R) と変位との対応関係を作成する。これらの関係は、所定の形式の近似曲線にフィットさせることで測定誤差を除去し、補間された形で変換部 12 の変換テーブルに格納される。

第 1 の駆動電圧発生部 20 は、電圧指令部 13 からの電圧指令値 D (V_L) に基づき、DC 電圧 V_L を発生する。第 2 の駆動電圧発生部 22 は、電圧指令部 13 からの電圧指令値 D (V_R) に基づき、DC 電圧 V_R を発生する。

変位検出部 6 は、第 1 の高周波信号発生部 21、第 2 の高周波信号発生部 23、オペアンプ 24、コンデンサ 25、トランジスタ 26、増幅器 27、AD 変換器 28 とを備える。

第 1 の高周波信号発生部 21 は振幅 V_A 、周波数 f の AC 電圧を発生する。周波数 f は 100kHz~1MHz の範囲内の所定の値をとり、これは可動素子 A_i の 1 次共振周波数 f_0 (1~10kHz) よりも大きな値とする。第 1 の駆動電圧発生部 20 と第 1 の高周波信号発生部 21 とは直列に接続されており、両者の和として第 1 の出力電圧 $V_L + V_A \sin(2\pi ft)$ が得られる。

第 2 の高周波信号発生部 23 は第 1 の高周波信号発生部 21 と同じ振幅 V_A 、周波数 f で位相が 180° 異なる AC 電圧を発生する。

第2の駆動電圧発生部22と第2の高周波信号発生部23とは直列に接続されており、両者の和として第2の出力電圧 $V_R - V_A \sin(2\pi ft)$ が得られる。

切り替え部7によって可動素子Aiとの接続が選択された場合には、
 5 第1および第2の出力電圧 $V_L + V_A \sin(2\pi ft)$ 、 $V_R - V_A \sin(2\pi ft)$ はそれぞれ端子 T_{Li} 、 T_{Ri} に入力され、端子 T_{Pi} からの出力がオペアンプ24に入力される。オペアンプ24と容量Cfのコンデンサ25とで形成された回路の出力Voutは(数1)で表され、右辺の第2項は駆動電圧 V_L 、 V_R の変化 ΔV_L 、 ΔV_R によるオフセットであるため、既述したように検出に先立ってMOSトランジスタ26
 10 を導通させてこれを除去すれば、静電容量の変化 $C_{Ri} - C_{Li}$ を検出するための信号が精度良く得られる。

(数1)

$$V_{out} = ((C_{Ri} - C_{Li}) / Cf) \cdot V_A \sin(2\pi ft) + (C_{Ri} \Delta V_R - C_{Li} \Delta V_L) / Cf$$

15

出力Voutは増幅器27で増幅され、AD変換器28でデジタルデータ化されて、較正部15に出力される。

切り替え部7は、可動素子A1～Anのそれぞれについて、駆動制御を行う駆動モードと変位検出を行う検出モードとの間で切り替えを行う。図では可動素子Aiは検出モードに設定されており、既に説明したように変位検出部6と接続されて応答特性が調べられる。
 20 また、図では可動素子Ai+1は駆動モードに設定されており、固定電極用端子 T_{Li+1} 、 T_{Ri+1} はそれぞれ電圧指令部13により指令された電圧 V_{Li+1} 、 V_{Ri+1} が印加され、また可動電極用端子 T_{Pi+1} は接地電位に接続されて、目標位置に駆動される。
 25

以上のように構成したマイクロアクチュエータの動作について、

図3を参照しながら説明する。図3は本実施形態におけるマイクロアクチュエータの較正動作ルーチンのフローチャートである。

装置起動時や、あるいは図示しない温度センサが所定値以上の温度変化を検知したとき、または内蔵するタイマが前回の変換データ更新時から所定時間以上の動作時間をカウントしたとき等に、本実施形態のマイクロアクチュエータは変換部12に格納された可動素子 $A_1 \sim A_n$ の変換テーブルを更新する。

まず、 $i = 1$ とし（ステップ30）、変位検出を行う可動素子 A_i として1番目の可動素子 A_1 が選択される。切り替え部7が可動素子 A_i を変位検出部6に接続する（ステップ31）。このとき、 A_i 以外の全ての可動素子は変位検出部6との接続を切り離されている。

変位検出においては、電圧指令部13が出力する電圧指令値 $D(V_L)$ 、 $D(V_R)$ を変化させ、第1の駆動電圧発生部20の出力電圧 V_L と第2の駆動電圧発生部20の出力電圧 V_R とを複数段階で出力させながら、各段階で可動素子 A_i の変位検出を行う。具体的には、まず V_R をOVに設定して（ステップ32）、 V_L をOVから最大電圧 V_{max} まで段階的に増加させ、各電圧における可動素子 A_i の変位を測定する。

測定された変位データは各 V_L の値とともに較正部15に記憶される（ステップ33）。次に、 V_L をOVとして（ステップ34）、 V_R をOVから最大電圧 V_{max} まで段階的に増加させ、各電圧における可動素子 A_i の変位を測定する。測定された変位データは各 V_R の値とともに較正部15に記憶される（ステップ35）。測定が完了すると、較正部15は電圧差 $V_L - V_R$ と変位データとを所定の近似関数にフィッティングし、近似関数の各項の係数および相関値を算出する（ステップ36）。

この近似関数の各項の係数および相関値には予め正常値と判断される範囲が設定されており、得られたこれらの値がこの正常範囲内にあるか否かを判断する（ステップ37）。正常範囲内に無い場合には測定結果にエラーがあったと判断する（ステップ38）。エラー処理の内容は係数および相関値の値によって異なり、わずかに正常範囲から外れている場合は再測定を行い、例えば V_L や V_R の電圧値によらず可動素子がほぼ変位しない場合は可動素子または変位検出部6が故障していると判断してエラー表示を行い、変換テーブルの書き換えを禁止する。

正常範囲内にある場合には、測定結果を有効と判断して変換テーブルを更新し（ステップ39）、次の可動素子の測定に移行する（ステップ40）。n番目の可動素子 A_n の測定が終了すると変換テーブルの作成ルーチンは完了する。

変換テーブルの作成が完了すると、マイクロアクチュエータはこれを用いた制御動作に移行する。切り替え部7は全ての可動素子 $A_1 \sim A_n$ を、駆動制御を行う駆動モードとする。

本実施形態での可動素子の制御は開ループ制御であって、目標変位設定部11によって各可動素子 $A_1 \sim A_n$ の目標変位が設定されると、変換部12によって駆動電圧に関わる目標データに変換され、電圧指令部13により指令された駆動電圧を与えられて、可動素子 $A_1 \sim A_n$ は所望の姿勢に制御される。

以上説明したような本実施形態のマイクロアクチュエータによれば、自己の駆動力で得られた変位量を自己検出する構成を備えているために、外部の変位測定器が不要であり、位置合わせなどのセッティングに関わる煩雑な作業を必要とせず、極めて簡易に個別の可動素子の特性ばらつきを補正する変換テーブルを作成することがで

きる。

また、装置に組み込まれた状態で測定が可能であるため、経時変化や温度などの環境変化に伴う可動素子特性の変化にも対応することができる。

5 さらに、切り替え部 7 が 1 つの変位検出部 6 を複数の可動素子に切り替えて巡回させながら変位検出を行っているために、多数の可動素子を備えたアクチュエータであっても、変位検出のための検出信号発生器、増幅器、A/D変換器などの数を大幅に低減させることができ、回路規模を削減してチップコストを削減することができる。

10 なお、本実施形態では、駆動電圧発生部 20 と高周波信号発生部 21 とを別々に構成して接続した例について説明したが、両者を 1 つの D/A 変換器で構成し、電圧指令部 13 からの制御信号を周波数 f で変調して $V_L + V_A \sin(2\pi ft)$ の出力電圧を得ても良い。また

15 AC 電圧の波形は正弦波でなく、矩形波としてもよい。駆動電圧発生部 22 と高周波信号発生部 23 とについても同様である。このようにすれば、変位検出用の信号発生回路の多くが駆動制御用の回路と共用化され、回路全体の簡素化を図ることができる。

20 また、電圧指令部 13 は DC 電圧成分 V_L 、 V_R のみを可変とした例について説明したが、AC 電圧成分の振幅 V_A を可変にすることもできる。特に電位差 $V_L - V_R$ の絶対値が小さいときには振幅 V_A を大きくし、電位差 $V_L - V_R$ の絶対値が大きいときには振幅 V_A を小さくすれば、以下の 2 つの効果がある。第 1 に、AC 電圧成分による可動素子の変位への影響を抑えつつ検出感度を大きくすることができる。

25 電位差 $V_L - V_R$ の絶対値が小さいときは、可動素子 A_i の変位が小さく静電容量の変化 $C_{Li} - C_{Ri}$ も小さいため、検知信号 V_{out} の

振幅は小さく S/N 比が得られにくい一方、 AC 電圧成分により可動素子 A_i に発生する吸引力は固定電極 E_{Li} 側と E_{Ri} 側とでほぼ釣り合って相殺されるため、可動素子の変位への影響が小さい。電位差 $V_L - V_R$ の絶対値が大きいときはこの逆の特性を示す。従って、電位差 $V_L - V_R$ の絶対値が小さいときには振幅 V_A を大きくし、電位差 $V_L - V_R$ の絶対値が大きいときには振幅 V_A を小さくすれば、 AC 電圧成分による可動素子の変位への影響を抑えつつ検出感度を大きくすることができる。第 2 に、同じ電源電圧に対して可動素子の測定可能な変位のレンジを広くとることができる。可動素子の測定可能な変位のレンジは DC 電圧の設定レンジで決まり、これは全体の電圧から AC 電圧成分を除いたものとなる。駆動電圧 V_L または V_R の絶対値が大きいときに振幅 V_A を小さくすることで、同じ電源電圧に対して可動素子の測定可能な変位のレンジを広げることができる。

また、本実施例では変位検出部 6 は 1 チャンネルとして説明したが、変位検出部 6 が複数のチャンネルを備え、全可動素子 $A_1 \sim A_n$ も複数のブロックに分割し、変位検出部 6 の各チャンネルが各ブロック内を巡回チェックするように構成してもよい。

また、本実施例では可動素子は 1 つずつ変位検出部 6 と接続したが、複数の可動素子を同時に 1 つの変位検出部 6 と接続しても良い。この場合個々の可動素子のばらつきが平均化されて全体特性の変化を測る場合には精度の良い測定を行うことができる。温度特性変化などの環境変化に対して全ての可動素子がおよそ一定の傾向を持って特性が変化する場合には、こうして得られた全体的な補正データを個別の可動素子の変換データに加算すればよい。

また、本実施例では駆動信号を DC 信号としたが、これに限定されるものではなく、可動素子に所望の変位を与えうる駆動信号とし

て可動素子の 1 次共振周波数以下の低周波数の駆動信号を与え、変位検出部 6 により可動素子の振幅と位相とを測定することにより、可動素子の応答特性を測定することもできる。また駆動信号の周波数を可動素子の 1 次共振周波数付近でシフトさせて共鳴点を探索することで、可動素子の共振周波数自身を測定することもでき、これによっても精度良く可動素子の応答特性を測定することができる。較正部 15 はこれらの応答特性から可動素子の電圧－変位特性を算出し、変換部 12 に格納して利用することができる。可動素子の 1 次共振周波数 f_0 と傾動に関するバネ定数 k とには f_0 が k の平方根に比例するという関係を利用することにより、1 次共振周波数 f_0 の変化を検出して静的な駆動電圧と変位の関係を較正することもできる。

また、本実施の形態では、可動素子を静電型可動素子、変位検出部 6 の変位検出方式を静電容量検出方式として説明したが、本発明はこれに限定されるものではなく、例えば可動素子に圧電素子を用い、変位検出方式をこの圧電効果を利用したものとしてもよい。

(実施形態 2)

図 4～5 を参照しながら、本発明によるマイクロアクチュエータの第 2 の実施形態を説明する。図 4 は本実施形態におけるマイクロアクチュエータの概略構成図である。

本実施形態のマイクロアクチュエータは、可動部 4、変位検出部 6、切り替え部 7、I/F 部 10、目標変位設定部 11、変位検出制御部 14 については実施形態 1 で説明した構成と同一の構成を有している。実施形態 1 と異なる部分は制御部 50 の構成であり、本実施形態では、制御部 50 は変位検出部 6 の出力を用いて可動素子 $A_1 \sim A_n$ に対し間欠的な閉ループ制御を行う。

制御部 50 は電圧指令部 51 を備え、電圧指令部 51 はサーボ制御部 52 と電圧値ホールド部 53 とを備える。

サーボ制御部 52 は目標変位設定部 11 と変位検出部 6 との差を誤差信号 ε として入力し、所望の制御特性を持たせるための P I D 制御器を備え、この制御出力として電圧値 V_L 、 V_R の指令値を与えて選択された可動素子 A_i に対する閉ループ制御を行う。また、サーボ制御部 52 は、誤差信号 ε の値およびその時間微分値が所定値以下になった場合に上記の制御が収束したと判断し、可動素子 A_i に対する閉ループ制御を終了して開ループ制御に切り替えるとともに、次の可動素子 A_{i+1} に対する閉ループ制御を行う。より詳細には、制御の収束を判断すると、サーボ制御部 52 はその時点における電圧値 V_L 、 V_R の指令値を電圧値ホールド部 53 に出力する。電圧値ホールド部 53 はこの電圧値 V_L 、 V_R の指令値を可動素子 A_i に対する指令値 V_{Li} 、 V_{Ri} として保持し、次回に再びサーボ制御部 52 から可動素子 A_i に対する新たな指令値を入力するまでは、この指令値を出力する。切り替え部 7 は可動素子 A_i の接続先を変位検出部 6 から電圧値ホールド部 53 に切り替え、可動素子 A_{i+1} の接続先を電圧値ホールド部 53 から変位検出部 6 に切り替える。

以上のように構成したマイクロアクチュエータの動作について、図 5 を参照しながら説明する。図 5 は本実施形態におけるマイクロアクチュエータの間欠閉ループ制御ルーチンのフローチャートである。

まず、 $i = 1$ とし（ステップ 60）、閉ループ制御を行う可動素子 A_i として 1 番目の可動素子 A_1 を選択する。切り替え部 7 が可動素子 A_i を変位検出部 6 に接続する（ステップ 61）。このとき、 A_i 以外の全ての可動素子は電圧値ホールド部 53 と接続され、この出

力値を基に開ループ制御されている。

可動素子 A_i の制御電圧値 V_L 、 V_R の初期値は電圧値ホールド部 53 に前回保持した V_{Li} 、 V_{Ri} の値を用いる（ステップ 62）。変位検出部 6 は可動素子 A_i の変位を検出し、この検出変位量を目標変位設定部 11 が出力した目標変位量と一致するようにサーボ制御部 52 は閉ループ制御を行う（ステップ 63）。

検出変位量と目標変位量との誤差信号 ε の絶対値が所定値 α となり、かつ誤差信号 ε の時間微分値 $\Delta \varepsilon / \Delta t$ の絶対値が所定値 β 以下になった場合にはサーボ制御部 52 は制御が収束したと判断し（ステップ 64）、サーボ制御部 52 はその時点における電圧値 V_L 、 V_R の指令値を電圧値ホールド部 53 に出力する。電圧値ホールド部 53 はこの電圧値 V_L 、 V_R の指令値を可動素子 A_i に対する指令値 V_{Li} 、 V_{Ri} として保持する（ステップ 65）。また、切り替え部 7 は可動素子 A_i の接続先を変位検出部 6 から電圧値ホールド部 53 に切り替える（ステップ 66）。これにより、可動素子 A_i に対する閉ループ制御から開ループ制御への切り替えが完了し、次の可動素子 A_{i+1} の閉ループ制御に移行する（ステップ 67）。 n 番目の可動素子 A_n の閉ループ制御が完了する（ステップ 68）と間欠閉ループ制御ルーチンは一巡する。

この間欠閉ループ制御ルーチンは少なくとも目標変位設定部 11 の出力値が更新された場合には必ず実行され、可動素子 $A_1 \sim A_n$ は所望の姿勢に制御される。あるいは常時定期的にこのルーチンを実行してもよい。

以上説明したような本実施形態のマイクロアクチュエータによれば、切り替え部 7 が 1 つの変位検出部 6 およびサーボ制御部 52 を複数の可動素子に切り替えて巡回させながら閉ループ制御を行い、

制御が収束した可動素子はその状態を保持する閉ループ制御を行うため、多数の可動素子を備えたアクチュエータであっても、変位検出のための検出信号発生器、増幅器、A/D変換器などの数を大幅に低減させることができ、回路規模を削減してチップコストを削減することができる。

(実施形態3)

図6～7を参照しながら、本発明によるマイクロアクチュエータの第3の実施形態を説明する。図6は本実施形態におけるマイクロ

本実施形態のマイクロアクチュエータは、可動部4、I/F部10、目標変位設定部11、変位検出制御部14、第1の駆動電圧発生部20、第1の高周波信号発生部21、第2の駆動電圧発生部22、第2の高周波信号発生部23、オペアンプ24、コンデンサ25、MOSトランジスタ26、増幅器27、AD変換器28については実施形態2で説明した構成と同一の構成を有している。

実施形態2と異なる部分は切り替え部70、変位検出部71、制御部75の構成である。本実施形態では、変位検出部71については、変位検出信号から周波数 f の信号のみを抽出する構成を付加し、(数1)の右辺第2項に示された駆動電圧 V_L 、 V_R の変化 ΔV_L 、 ΔV_R によるオフセットを軽減し、閉ループ制御精度を高めている。また、サーボ制御部77による閉ループ制御が収束した後は切り替え部70が可動素子 A_i との接続を切り、端子 T_{Li} 、 T_{Ri} 、 T_{Pi} を高インピーダンスとして電極間に蓄積された電荷を保持する構成としたことにより、電圧値ホールド部を保持しない簡素な間欠閉ループ制御を行っている。

切り替え部 70 には、可動素子 $A_1 \sim A_n$ の各々に対応したスイッチ $S_1 \sim S_n$ が配設されている。スイッチ S_i は可動素子 A_i の各端子 T_{Li} 、 T_{Ri} 、 T_{Pi} と接続し、スイッチを ON した場合には各端子をそれぞれ変位検出部 71 を含む駆動回路に接続し、スイッチを OFF した場合には各端子を浮遊状態にする。各 3 つの端子の ON、OFF の切り替えは一括して行われる。

変位検出部 71 には、実施形態 2 の構成に加えて、発振器 72、乗算器 73、ローパスフィルタ 74 を備える。発振器 72 は、第 1 の高周波信号発生部 21 と同一の周波数 f を持つ AC 信号を発生する。また、発振器 72 が発生する AC 信号の位相は、第 1 の高周波信号発生部 21 の発生電圧の位相と同一に設定される。乗算器 73 は、増幅器 27 の出力と発振器 72 の出力とを乗じる。これにより、増幅器 27 の出力成分のうち周波数 f の信号成分のみが抽出され、この周波数 f の信号成分の振幅に比例する DC 電圧が出力される。

乗算器 73 からの出力はローパスフィルタ 74 によってフィルタリングされた後に、AD 変換器 28 により AD 変換される。これにより、閉ループ制御時の駆動電圧 V_L 、 V_R の変化 ΔV_L 、 ΔV_R が発生するオフセット電圧を低減し、位置検出精度を高めている。

制御部 75 は電圧指令部 76 を備え、電圧指令部 76 はサーボ制御部 77 を備える。

サーボ制御部 77 は目標変位設定部 11 と変位検出部 71 との差を誤差信号 ε として入力し、この制御出力として電圧値 V_L 、 V_R の指令値を与えて選択された可動素子 A_i に対する閉ループ制御を行う。

また、制御部 75 はクロックカウンタ（不図示）を備えており、切り替え部 70 のスイッチ S_i が ON になった時点を起点として、各可動素子 A_i がサーボ制御部 77 と接続されている時間を計測する。

各可動素子 A_i の閉ループ制御に割り当てられる時間には上限値 τ が設定されている。誤差信号 ε の値およびその時間微分値が所定値以下になって制御が収束するか、または閉ループ制御の所要時間が上限値 τ 以上となると、制御部 75 は可動素子 A_i に対する閉ループ
5 制御を終了する。上限値 τ は通常の状態においては制御が収束するのに十分な値に設定されている。上限値 τ は固定値でもよいが、それまでの可動素子の制御所要時間の履歴を反映させて決定しても良い。例えば、1 つ前の可動素子 A_{i-1} の上限値 τ に対して実際の収束時間 t_{i-1} が小さかった場合に、その余剰時間 $\tau - t_{i-1}$ の全部
10 または一部を可動素子 A_i の上限値 τ に繰り越して上乗せしても良い。

サーボ制御部 77 による可動素子 A_i への閉ループ制御を終了すると同時に、切り替え部 70 はスイッチ S_i を OFF して端子 T_{Li} 、 T_{Ri} 、 T_{Pi} を浮遊状態にする。これにより可動素子 A_i が形成するキャパシタ C_{Li} 、 C_{Ri} に蓄えられた電荷量は、漏洩電流による消失量が十分に
15 小さい時間内は一定に保たれ、可動素子 A_i の変位は閉ループ制御完了時の状態で保持される。

切り替え部 70 は次のスイッチ S_{i+1} を ON し、制御部 75 は可動素子 A_{i+1} に対する閉ループ制御を行う。このように、順次、可動素子の閉ループ制御を時系列で行っていく。最後の可動素子 A_n の閉ループ制御を完了すると、再び最初の可動素子 A_1 に戻って 2
20 サイクル目の閉ループ制御を行う。このサイクルの周期時間をフレーム周期時間と呼ぶことにする。フレーム周期時間は、マイクロアクチュエータに求められる応答性能条件と、キャパシタ C_{Li} 、 C_{Ri} に蓄えられた電荷量の漏洩電流による消失が十分に小さくなるための
25 条件から決定される。各可動素子 A_i に割り当てた時間の上限値 τ は、このフレーム周期時間が満たすべき条件を満足するように設定され

ている。例えば、上限値 τ を固定値とした場合は $n \cdot \tau$ がフレーム
周期時間となる。ところで、特に閉ループ制御をデジタル制御で行
う場合には、上限値 τ や経過時間 t_i との比較を実際に時間を計測し
て行う代わりに、閉ループ制御の繰り返しループ回数をカウントし
て、ループ回数の上限值と比較管理してもよい。ループ回数管理も
5 間接的に時間を管理している点で本質的に時間管理に含まれるが、
管理手続きをより簡単に行うことができる。

以上のように構成したマイクロアクチュエータの動作について、
図 7 を参照しながら説明する。図 7 は本実施形態におけるマイクロ
10 アクチュエータの間欠閉ループ制御ルーチンのフローチャートであ
る。

まず、上限値 τ を初期値 τ_0 に設定する（ステップ 80）。初期
値 τ_0 はフレーム周期時間の $1/n$ の値であり、予め ROM に格納さ
れたものである。次に、 $i = 1$ とし、閉ループ制御を行う可動素子
15 A_i として 1 番目の可動素子 A_1 を選択する（ステップ 81）。

次に、切り替え部 70 がスイッチ S_i を ON し、可動素子 A_i を変
位検出部 71 に接続する（ステップ 82）。このとき、 A_i 以外の全
ての可動素子はスイッチが OFF にされている。

可動素子 A_i の制御電圧値 V_L 、 V_R の初期値は、目標変位設定部 1
20 1 の出力を変換部 12 で変換して作成した値を設定する（ステップ
83）。変位検出部 71 は可動素子 A_i の変位を検出し、この検出変
位量を目標変位設定部 11 が出力した目標変位量と一致するように
サーボ制御部 77 は閉ループ制御を行う（ステップ 84）。

検出変位量と目標変位量との誤差信号 ε の絶対値が所定値 α とな
り、かつ誤差信号 ε の時間微分値 $\Delta \varepsilon / \Delta t$ の絶対値が所定値 β 以
25 下になった場合にはサーボ制御部 77 は制御が収束したと判断する

(ステップ85)。収束と判断されない場合は、さらに経過時間 t_i と上限値 τ とを比較し、 $t_i < \tau$ であれば閉ループ処理を継続する (ステップ86)。

5 収束と判断された場合や経過時間 t_i が上限値以上となった場合は、サーボ制御部77による可動素子 A_i への閉ループ制御を終了し、切り替え部70がスイッチ S_i をOFFして端子 T_{Li} 、 T_{Ri} 、 T_{Pi} を浮遊状態にする (ステップ87)。

次に、余剰時間 ($\tau - t_{i-1}$) に係数 α を乗じて、次の可動素子に対する閉ループ処理時間の上限値 τ に繰り越す (ステップ88)。
10 係数 α は $0 < \alpha < 1$ を満たす値とし、余剰時間が無制限に繰り越されて蓄積することを防止する。より好ましくは、係数 α は $0 < \alpha < \exp(-1/n)$ を満たす値とし、1フレーム周期時間以前の余剰時間の繰り越し結果の影響度を所定値 ($1/e$) 以下に抑えている。

次に、 i の値をインクリメントし、可動素子 A_{i+1} の閉ループ制御に移行する (ステップ89)。こうして順次可動素子を切り替え
15 ながら閉ループ制御を行い、一巡して n 番目の可動素子 A_n の閉ループ制御が完了すると、再度二巡目として1番目の可動素子 A_n の閉ループ制御を開始する (ステップ90)。

以上説明したような本実施形態のマイクロアクチュエータによれば、
20 サーボ制御部77による閉ループ制御が収束した後は切り替え部70が可動素子 A_i との接続を切り、端子 T_{Li} 、 T_{Ri} 、 T_{Pi} を高インピーダンスとして電極間に蓄積された電荷を保持する構成としているので、簡易な構成で多数の可動素子を巡回する間欠的な閉ループ制御を行うことができる。

25 また、各可動素子の閉ループ制御に割り当てられる時間に上限値 τ を定めているために、閉ループ制御の収束結果によらずマイクロ

アクチュエータとしてのフレーム周期時間を確保することができる。

また、この上限値 τ をそれまでの可動素子の制御所要時間の履歴を反映させて決定しているために、フレーム周期時間の確保と閉ループ制御精度の向上とを両立させることができる。

5

（実施形態 4）

図 8～10 を参照しながら、本発明によるマイクロアクチュエータの第 4 の実施形態を説明する。本実施形態のマイクロアクチュエータは上下動作と 2 軸の傾動動作を行う静電アクチュエータであり、
10 補償光学用の可変形ミラーに適用されている。

図 8 は本実施形態におけるマイクロアクチュエータの分解斜視図である。ここでは 1 つの微小ミラーユニットを拡大したものが図示されている。1 つの微小ミラーユニットは、互いに独立に駆動される 3 組の可動素子によって 3 自由度の変位を与えられ、これによって上下動作と 2 軸の傾動動作が可能となっている。各可動素子はヨークと固定電極との対を備える。
15

微小ミラーユニットは 32 個×32 個の総数 1024 個が 2 次元にアレイ化されている。ヨークと固定電極との対からなる可動素子の総数はこの 3 倍の 3072 個である。

20 基板 100 上には駆動回路 100a が形成され、その上に絶縁層 101 が形成される。絶縁層 101 上にはベース 102 および 3 対の固定電極 103～105 が形成される。ベース 102 および固定電極 103～105 は、アルミニウム (Al) または多結晶シリコン等の導電膜をパターンニングすることによって形成されている。固定
25 電極 103 は互いに独立に電圧設定が可能な第 1 電極 103L および第 2 電極 103R を備える。固定電極 104、105 も同様に、

それぞれ第1電極104L、105Lおよび第2電極104R、105Rを備える。

第1電極103L～105Lおよび第2電極103R～105Rは、それぞれが絶縁層101に形成されたビア（不図示）によって
5 基板100に形成された駆動回路100aに接続されている。駆動回路100aは、0～30Vの範囲内で各々独立した電圧を第1電極103L～105Lおよび第2電極103R～105Rに印加することができる。この印加電圧は例えば12bitの多段階の値として設定され得る。

10 3つのヨーク107～109がそれぞれ1対のヒンジ106によって取り付けられ、さらにこれらのヨーク107～109を微小ミラー110に連結するための中間連結部材111が設けられている。ヒンジ106はベース102と一体に接合し、電氣的に導通している。各ベース102は、絶縁層101に形成されたビア（不図示）
15 によって駆動回路100aに接続されている。隣接するベース102同士は互いに電氣的に分離しており、それぞれが独立して駆動回路100aに接続されている。

ヨーク107～109は、対応する固定電極103～105に対向し、それぞれが可動電極として機能する。ヨーク107～109
20 は、アルミニウム（Al）または多結晶シリコン等の導電性部材をパターンニングすることによって形成され、ベース102と導通して接地電位に設定されている。ヨーク107～109は、それぞれ第1電極103L～105Lおよび第2電極103R～105Rに対向する位置に第1の部分107L～109Lおよび第2の部分107
25 R～109Rを有している。ヨーク107～109は互いに同一の形状をしており、特に断らない限り、1つのヨークについての説明

内容は他のヨークについても適用される。

ヨーク108は回転軸A1を中心に回転自在に支持され、ヨーク107、109は回転軸A2を中心に回転自在に支持される。回転軸A1（またはA2）と直交する方向をxとし、x方向に隣接する可動素子のピッチ間隔をpとすると、回転軸A1と回転軸A2とは互いにx方向に半ピッチ分（ $=p/2$ ）だけずれた位置に設けられる。このように、y方向に隣接するヨーク同士は回転軸が互いにx方向に半ピッチ分ずらされて、市松模様状に配列される。ヨーク107を支持するヒンジ106は、ヨーク108と隣接するヨーク108'との間の隙間に沿在するように配設される。

第1電極103Lに駆動電圧を与えた場合、ヨーク107の第1の部分107Lが第1電極103L側に吸引される。これに対し、第2電極103Rに駆動電圧を与えた場合は、第2の部分107Rが第2電極103R側に吸引される。このようにして、回転軸Aを中心にCW（時計回り）方向、CCW（反時計回り）方向の何れに対しても、選択的に回転力を付与できる。

第1の部分107Lの遊端近傍の駆動点107c（斜線で表示）において、ヨーク107は中間連結部材111の突起111aと結合する。また駆動点107cの近傍にはヨーク107を貫通する溝穴107dを設ける。

中間連結部材111は、3点の突起111a～111cを備え、突起111aはヨーク107の駆動点107cと連結し、突起111bはヨーク108の駆動点108cと連結し、突起111cはヨーク109の駆動点109cと連結している。このため、ヨーク107～109を個別に回転駆動させると、突起111a～111cの変位を独立に制御できることになり、これによって中間連結部材

1 1 1 の姿勢が定まる。突起 1 1 1 a ~ 1 1 1 c 近傍には中間連結部材 1 1 1 を貫通する溝穴 1 1 3 a ~ 1 1 3 c を設ける。

5 微小ミラー 1 1 0 は、突起 1 1 4 によって中間連結部材 1 1 1 の斜線部 1 1 2 と結合している。微小ミラー 1 1 0 と中間連結部材 1 1 1 とは一体に結合しているため、微小ミラー 1 1 0 の姿勢は中間連結部材 1 1 1 の姿勢によって決定される。x 方向に隣接する微小ミラー 1 1 0 のピッチ間隔 p は $100\mu\text{m}$ 、ミラー長さ L は $98\mu\text{m}$ である。

10 第 1 電極 1 0 3 L ~ 1 0 5 L、第 2 電極 1 0 3 R ~ 1 0 5 R への駆動電圧を独立に制御することにより、微小ミラー 1 1 0 は、z 方向の変位、x 軸周りの傾き、y 軸周りの傾きについて正負双方向に駆動される。

15 次に図 9 を参照して、駆動回路 1 0 0 a の詳細を説明する。図 9 は本実施形態におけるマイクロアクチュエータの駆動回路 1 0 0 a の概略構成図である。ヨークと 2 つの固定電極とから構成される各可動素子も $A_{i,j}$ として一緒に記載されている。添字の i と j は可動素子の 2 次元アレイにおけるそれぞれ行と列の番地を表す。3 つの可動素子で 1 つの微小ミラーユニットが構成されているため、j の値を 3 つ毎に区切った単位で 1 つの微小ミラーユニットに対応させている。例えば、 $A_{1,1} \sim A_{1,3}$ は同じ微小ミラーを動かすための 3 つの可動素子である。微小ミラーユニットが 32 個 \times 32 個のアレイであるため、i は 1 ~ 32 までの自然数、j は 1 ~ 96 までの自然数である。

25 各可動素子 $A_{i,j}$ には 6 個のスイッチング用の MOS トランジスタが接続されている。これらの MOS トランジスタはエンハンスメント型で、ゲート電圧を H にするとスイッチが ON され、L にすると

スイッチがOFFされる。各MOSトランジスタによる電圧損失を小さくするためにゲート電圧は昇圧回路（不図示）により昇圧されたものが用いられる。

これらのうち、下側の3個のMOSトランジスタは可動素子 $A_{i,j}$ を開ループ制御する際に用いられ、駆動用ワード線 WD_i をHにすると、駆動用ビット線 BD_{jL} 、 BD_{jR} 、 BD_{jP} をそれぞれ可動素子 $A_{i,j}$ の第1電極、第2電極、ヨークに接続する。

また、上側の3個のMOSトランジスタは可動素子 $A_{i,j}$ の変位を検出して電圧と変位との関係を校正する際に用いられ、検出用ワード線 WS_i をHにすると、検出用ビット線 BS_{jL} 、 BS_{jR} 、 BS_{jP} をそれぞれ可動素子 $A_{i,j}$ の第1電極、第2電極、ヨークに接続する。

駆動用ワード線 $WD_1 \sim WD_{32}$ 、検出用ワード線 $WS_1 \sim WS_{32}$ はラインデコーダ120に接続され、切り替え制御部121からのアドレス信号 Adr_1 に応じて選択されたワード線のみがHにされる。ラインデコーダ120はデマルチプレクサを用いて構成される。

まずは開ループ制御動作時の信号の流れに沿って、構成の説明を続ける。

I/F部122は、制御に関わる外部とのコマンドおよびデータをやりとりする。外部から入力されるデータには、可変形ミラーが形成すべき波面の形状に関するデータが含まれる。この波面の形状データは、例えば x y 平面内の各座標位置における z 方向への変位データ、あるいはZernike多項式による波面モード係数データとして与えられる。これらのデータは転送負荷を軽減するため圧縮して送っても良い。波面形状をフレーム単独で圧縮するフレーム内圧縮方式と、前の時間の波面形状との差分値をとるフレーム間圧縮方式

と、両方式による圧縮データを所定枚数毎に織り交ぜて転送する方式が考えられる。あるいはもっと簡単な構成においては、予め登録された複数種類の波面形状の中から、所望の波面形状を呼び出してもよい。この場合は外部から入力されるデータは、波面形状の登録番号である。

目標変位設定部 123 は、 $1/F$ 部 122 からの出力に基づき、各可動素子 $A_{i,j}$ の目標変位を与える目標変位データ $Z_{i,j}$ を発生する。各目標変位データ $Z_{i,j}$ は、 i 、 j の番地を表す 12bit 部と、目標変位の大きさを $-128 \sim 127$ までの 256 段階で表す 8bit 部を持つ計 20bit のデータである。目標変位設定部 123 は、まず j の値をインクリメントしながら、各目標変位データ $Z_{i,j}$ を 1 つずつ変換部 124 に出力する。 j の値が最大値 96 に達したら i をインクリメントする。従って、出力される目標変位データの順番は、 $Z_{1,1}$ 、 $Z_{1,2}$ 、 \dots 、 $Z_{1,96}$ 、 $Z_{2,1}$ 、 $Z_{2,2}$ 、 \dots というようになる。

変換部 124 は、目標変位データ $Z_{i,j}$ をアドレスとして与えるとこれに対応した電圧指令データ $D_{i,j}$ を出力する変換テーブルを備える。電圧指令データ $D_{i,j}$ は $-1024 \sim 1023$ までの 2048 段階の値を与える 11bit データであり、最上位ビットは正負を示す。すなわち、最上位ビットは可動素子 $A_{i,j}$ の駆動される固定電極が第 1 電極、第 2 電極のどちらであることを示している。この変換テーブルは較正部 134 で作成され、変換部 124 内の書き換え可能なメモリに格納されている。電圧指令データ $D_{i,j}$ は 1bit ずつシフトレジスタ 125 に与えられる。シフトレジスタ 125 への電圧指令データ $D_{i,j}$ の送付が完了すると、すぐ引き続いて、次の可動素子 $A_{i,j+1}$ の電圧指令データ $D_{i,j+1}$ が送られる。

シフトレジスタ 125 は、変換部 124 から送られた電圧指令デ

ータ $D_{i,j}$ を 1 bit ずつ順次転送していく。可動素子 $A_{i,1} \sim A_{i,96}$ に対応する電圧指令データ $D_{i,1} \sim D_{i,96}$ までの転送が完了した時点で、切り替え制御部 121 からラッチ 126 にストロブ信号 S_{tb} が与えられ、このタイミングでシフトレジスタ 125 内の電圧指令データ $D_{i,1} \sim D_{i,96}$ が一括してラッチ 126 に保持される。シフトレジスタ 125 の転送速度は 16.9MHz で、 $11\text{bit} \times 96$ 個のデータを $62.5\mu\text{s}$ で転送する。ラッチ 126 にデータを転送した後、シフトレジスタ 125 は直ちに次の行の可動素子 $A_{i+1,1} \sim A_{i+1,96}$ のデータを転送する。従って、ラッチ 126 は約 $62.5\mu\text{s}$ 周期でストロブ信号 S_{tb} を受けることになり、この約 $62.5\mu\text{s}$ が可動素子 $A_{i,1} \sim A_{i,96}$ への電圧印加時間に相当する。

ラッチ 126 に保持された電圧指令データ $D_{i,1} \sim D_{i,96}$ は、96 個の DA コンバータ 127 およびスイッチ 128 の各々により、各可動素子 $A_{i,j}$ の固定電極に印加する駆動電圧に変換される。ここでは可動素子 $A_{i,1}$ に対応する DA コンバータ 127 a とスイッチ 128 a を例にとって説明するが、他の 95 個の DA コンバータおよびスイッチも同様の構成を備える。

DA コンバータ 127 a は、11bit の電圧指令データ $D_{i,1}$ の下位 10bit を入力し、 $0 \sim 30\text{V}$ の範囲で対応する大きさの駆動電圧を出力する 10bit の DA コンバータである。

スイッチ 128 a は、11bit の電圧指令データ $D_{i,1}$ の最上位ビットを入力し、この最上位ビットの値が 0 ならば、駆動用ビット線 BD_{1L} を接地電位に接続し、駆動用ビット線 BD_{1R} を DA コンバータ 127 a の出力に接続する。また、最上位ビットの値が 1 ならば、駆動用ビット線 BD_{1L} を DA コンバータ 127 a の出力に接続し、駆動用ビット線 BD_{1R} を接地電位に接続する。これにより、可動素

子 $A_{i,1}$ の目標変位が正の値の場合は D/A コンバータ 127a の出力が第 2 電極側に接続され、負の値の場合は第 1 電極側に接続されて、可動素子を正負双方向に傾動制御することが可能になる。

5 このように、96 対の全ての駆動用ビット線 BD_{1L} 、 BD_{1R} に対して、スイッチ 128 がそのいずれか一方を選択して各 D/A コンバータ 127 からの駆動電圧を印加する。

10 これと同時に、切り替え制御部 121 はラインデコーダ 120 に i 行目の駆動用ワード線 WD_i のみを H とするようなアドレス信号 $Addr_1$ を与える。駆動用ワード線 WD_i が H となると、可動素子 $A_{i,1} \sim A_{i,96}$ がそれぞれ駆動用ビット線 BD_{1L} 、 BD_{1R} 、 BD_{1P} と導通し、目標変位量に応じた開ループ制御が行われることになる。既に説明したように、可動素子 $A_{i,1} \sim A_{i,96}$ への駆動電圧の印加時間は $62.5 \mu s$ である。一方、可動素子 $A_{i,j}$ の一次共振周波数は $70 \sim 100 kHz$ であり、逆数をとって求めた応答時間は $10 \sim 14 \mu s$ 程度となる。

15 このように、可動素子への駆動電圧の印加時間は可動素子の応答時間よりも十分大きな値に設定しているため、可動素子の変位が十分に整定した状態まで駆動電圧を印加し続けることが可能である。これにより、駆動電圧の印加完了後の可動素子の変位に伴う電極間の電圧変動の発生を防止し、開ループ制御における可動素子の変位精度を高めている。

20 開ループ制御時には、このように $62.5 \mu s$ 周期で i の値をインクリメントしていき、それぞれの行の可動素子 $A_{i,1} \sim A_{i,96}$ に所望の変位を与える。32 行全ての可動素子を開ループ制御するのに要する時間は $2ms$ であり、これがフレーム周期時間となる。

25 次に、較正動作時の信号の流れに沿って、構成の説明を続ける。較正動作は電源起動時などに行い、その基本的な較正動作の流れは

実施形態 1 で説明したものと同様である。実施形態 1 との主な違いは、配線の寄生容量などによるオフセットを除去して位置検出精度を高めた点と、D A コンバータ 1 3 1 の出力電圧および変位検出部 1 3 3 の差動入力にバイアス電圧 V_A を与えて負側の出力を不要にした点にある。

電圧指令部 1 3 0 は、2 チャンネル分の電圧指令値を発生し、これを 1 ~ 10 MHz 程度の周波数で切り替えながら、それぞれのチャンネルの出力を D A コンバータ 1 3 1 a、1 3 1 b に与える。これにより D A コンバータ 1 3 1 a は出力電圧 $V_L + V_A (1 + \sin(2\pi f t))$ を出力し、D A コンバータ 1 3 1 b は出力電圧 $V_R + V_A (1 - \sin(2\pi f t))$ を出力する。実際にはこの振幅 V_A 、周波数 f の A C 電圧成分の波形は正弦波よりも矩形波の方が良い。較正動作時には、電圧指令部 1 3 0 は基本的には V_A の値を一定にしたまま、駆動電圧となる V_L と V_R のどちらか一方を 0 V とし、他方を複数段階に変化させることになる。これは実施形態 1 で説明した構成にバイアス電圧 V_A を付加した構成となっており、D A コンバータ 1 3 1 a、1 3 1 b の出力電圧は常に正の値をとる。

切り替え部 1 3 2 は、切り替え制御部 1 2 1 のアドレス信号 A_{dr2} に応じて、第 j 列目の検出用ビット線 BS_{jL} 、 BS_{jR} 、 BS_{jP} をそれぞれ D A コンバータ 1 3 1 a、1 3 1 b、変位検出部 1 3 3 に接続する。

また、ラインデコーダ 1 2 0 は、切り替え制御部 1 2 1 のアドレス信号 A_{dr1} に応じて、第 i 行目の検出用ワード線 WS_i を H にする。これにより、検出用ビット線 BS_{jL} 、 BS_{jR} 、 BS_{jP} がそれぞれ可動素子 $A_{i,j}$ の第 1 電極、第 2 電極、ヨークに接続される。こうして、選択された 1 つの可動素子 $A_{i,j}$ の第 1 電極、第 2 電極、ヨー

クがそれぞれDAコンバータ131a、131b、変位検出部133に接続されることになる。

変位検出部133の基本構成は実施形態3で説明した変位検出部71と同じであるが、初段の差動増幅器133aの正側入力にバイアス電圧 V_A を付加した構成としている。これにより、DAコンバータ131で与えたバイアス電圧 V_A 分を補償して可動素子 $A_{i,j}$ の第1電極、第2電極、ヨーク間の各電位差の関係を開ループ制御時と同一に保ち、較正精度の低下を防止している。

較正部134は、電圧指令部130が出力する電圧指令値と、変位検出部133が出力する可動素子 $A_{i,j}$ の変位の検出結果とを入力し、電圧指令値と変位との対応関係を作成する。これらの関係は所定の形式の近似曲線にフィットさせることで測定誤差を除去し、補間された形で変換部124の変換テーブルに格納される。

以上のように構成したマイクロアクチュエータの動作について、図10を参照しながら説明する。図10は本実施形態におけるマイクロアクチュエータの較正動作ルーチンのフローチャートである。

まず、 $j=1$ と設定し（ステップ140）、切り替え部132が第j列目の検出用ビット線 BS_{jL} 、 BS_{jR} 、 BS_{jP} をそれぞれDAコンバータ131a、131b、変位検出部133に接続する（ステップ141）。次に、 $i=1$ と設定し（ステップ142）、可動素子 $A_{i,j}$ を変位検出の対象に選択する。電圧指令部130は電圧指令値 D を最小値 D_{min} に設定する（ステップ143）。このとき、駆動電圧 V_R 、 V_L の大きさは $V_R=0V$ 、 $V_L=30V$ に設定され、両者の差 V_R-V_L は最低電圧（ $-30V$ ）となる。以降の説明において、電圧指令値 D が負の値の場合は $V_R=0V$ として V_L を正の値に設定し、 D が正の場合は $V_L=0V$ として V_R を正の値に設定するものと

する。変位検出のための高周波信号がこれに重畳されているのは既に説明したとおりである。

可動素子 $A_{i,j}$ の変位検出に先立って、切り替え制御部 121 が全ての検出用ワード線 $WS1 \sim WS32$ を L に設定し、全ての可動素子 $A_{1,j} \sim A_{32,j}$ と検出用ビット線 BS_{jL} 、 BS_{jR} 、 BS_{jP} との接続を OFF する（ステップ 144）。このときの変位検出部 133 の出力を、較正部 134 がオフセット値 $ZO(D)$ として記憶する（ステップ 145）。可動素子への接続は切断されているので、オフセット値 $ZO(D)$ は配線の寄生容量や駆動電圧の影響などによる誤差成分を表している。なお、このステップ 144、145 の操作は $i = 1$ の場合のみ行う。

次に、検出用ワード線 WS_i を H とし、可動素子 $A_{i,j}$ を検出用ビット線 BS_{jL} 、 BS_{jR} 、 BS_{jP} に接続する（ステップ 146）。このときの変位検出部 133 の出力を、較正部 134 が補正前の変位 $Z'(D)$ として記憶する（ステップ 147）。較正部 134 は、補正前の変位 $Z'(D)$ とオフセット値 $ZO(D)$ とから補正後の変位 $Z(D)$ を算出して記憶する（ステップ 148）。一般には $Z(D) = Z'(D) - ZO(D)$ とすればよいが、例えば実験により得られた別の補正式を用いてオフセットを補正してもよい。

次に電圧指令値 D を所定値だけ増加させ（ステップ 149）、 D が最大値 D_{max} になるまで（ステップ 150）、変位 $Z(D)$ の測定を繰り返す。これにより、較正部 134 には複数段階の D の値に対する変位 $Z(D)$ の測定結果が蓄積されている。較正部 134 はこれを所定の近似関数にフィッティングして測定誤差を除去し、さらにこの近似関数を用いて補間しながら、8bit の変位 Z の各値に対応する 11bit の電圧指令値 D を求める。これに可動素子 $A_{i,j}$ の番地 i 、 j を表

す12bitデータを加えておくことで、可動素子 $A_{i,j}$ に対する変位 Z と電圧指令値 D との変換テーブルが出来上がる（ステップ151）。

次に、 i をインクリメントし（ステップ152）、同じ第 j 列の32個の可動素子 $A_{1,j} \sim A_{32,j}$ について同様に変位 Z と電圧指令値
5 D との変換テーブルを作成する（ステップ153）。

次に、 j をインクリメントし（ステップ154）、96列の可動素子全てについて同様に変位 Z と電圧指令値 D との変換テーブルを作成する（ステップ155）。

図11（a）および（b）は、ある可動素子における電圧指令値
10 D と変位との対応関係を示すグラフである。図11（a）は、オフセット補正に関わるデータが記されている。図で×印で示されたデータポイントは、測定されたオフセット値 $Z_0(D)$ であり、△印で記載されたデータポイントは、測定された補正前の変位 $Z'(D)$ である。○印で示されたデータポイントは、 $Z(D) = Z'(D) - Z_0(D)$ の関係
15 を用いて計算された補正後の変位 $Z(D)$ である。

ここでは、電圧指令値 D を13段階に変化させながら、各電圧指令値 D に対応する変位 $Z(D)$ を求めている。電圧指令値 D の各段階での増分は一定ではない。電圧指令値 D に対する変位 $Z'(D)$ の変化量は、 D_{\max} および D_{\min} に近いほど電圧指令値 D で大きい。このため、電圧指令値 D が D_{\max} および D_{\min} に近づくほど、その増分を
20 小さくしている。このように、電圧指令値 D と変位 $Z'(D)$ との間に存在する非線形的な関係を考慮して、電圧指令値 D の増分を決定することにより、変位 $Z'(D)$ の増分をほぼ一定にすることができる。

図11（b）には近似関数でフィッティングされたオフセット補正後の変位 $Z(D)$ が実線で示されている。ここ用いた近似関数は、2
25 次関数 $Z(D) = \alpha D^2 + \beta D + \gamma$ である。 $D > 0$ の象限および $D < 0$ の

象限のそれぞれにおいてフィッティング誤差を最小にする α 、 β 、 γ の係数の値が求められる。図11(b)では、破線で示した較正前の電圧指令値Dと変位Zとの対応関係が参考のために記載されている。

5 以上説明したように、可動素子 $A_{i,j}$ を検出用ビット線 BS_{iL} 、 BS_{iR} 、 BS_{iP} 等の配線に接続した状態で得られた変位Zが、可動素子 $A_{i,j}$ をこれらの配線から切り離れた状態で得られたオフセット値Z0を用いて補正される。このため、配線の寄生容量などによるオフセットの影響を除去し、可動素子 $A_{i,j}$ の位置検出精度を高めることができる。

10 なお、本実施形態では、可動素子の変位検出を1つずつ接続を切り替えながら行ったが、電圧指令部130、DAコンバータ131a、131bおよび変位検出部133に相当する構成を複数対備えて、複数の可動素子の変位検出を同時に行っても良い。特に、1つの微小ミラーユニットに属する3つの可動素子を同時に駆動してこのときの各可動素子の変位をそれぞれ検出して較正を行うと、可動素子間の駆動力の伝達によるクロストーク的な変位が発生した場合にも、これらを補償するような制御を行うことができる。この場合、
15 較正部134が作成する変換テーブルは、例えば可動素子 $A_{1,1}$ の変位($Z_{1,1}$)、 $A_{1,2}$ の変位($Z_{1,2}$)、 $A_{1,3}$ の変位($Z_{1,3}$)という3つの情報を持ったアドレスを与えると可動素子 $A_{1,1}$ への電圧指令値 $D_{1,1}$ が出力されるといったものになる。電圧指令値 $D_{1,1}$ に対する変位 $Z_{1,2}$ 、 $Z_{1,3}$ が与える影響が比較的小さければ、変位 $Z_{1,2}$ 、 $Z_{1,3}$ は上位ビットのみを用いればよい。

25

(実施形態5)

図12を参照しながら、本発明によるマイクロアクチュエータの第5の実施形態を説明する。図12は、本実施形態におけるマイクロアクチュエータの概略構成図である。

本実施形態のマイクロアクチュエータの制御部75は、実施形態3のマイクロアクチュエータにおける制御部75と同一の構成を有している。本実施形態のマイクロアクチュエータが、実施形態3のマイクロアクチュエータと異なる部分は、可動部160、切り替え部161、および変位検出部162の構成である。以下、これらの構成を説明する。

本実施形態では、変位検出のための可動部160、および切り替え部161の配線構成が簡素化されている。可動部160の可動電極 Y_L は、切り替え部161に接続されずに全て接地されている。このため、切り替え部161の各スイッチ S_i は、固定電極 E_L に接続するスイッチと、固定電極 E_R に接続するスイッチとの2つのスイッチを有するが、可動電極 Y_L に接続するスイッチは省略されている。

変位検出部162は、図12に示されるように、高周波信号発生部21、負荷抵抗163L、163R、アイソレータ164L、164R、ハイパスフィルタ165L、165R、高周波位相差検出部166、およびAD変換器167を備えている。

負荷抵抗163Lの一端を「第1端子 T_L 」と称することにする。この第1端子 T_L は、切り替え部161のスイッチ S_i を介して可動素子 A_i の固定電極 E_L と接続されている。負荷抵抗163Lの他端には、第1の駆動電圧発生部20からの駆動信号 V_L と高周波信号発生部21からの高周波信号 $V_A \sin(2\pi ft)$ との和信号 $V_L + V_A \sin(2\pi ft)$ が印加される。

同様に、負荷抵抗163Rの一端を「第2端子 T_R 」と称することにする。この第2端子 T_R は、切り替え部161のスイッチ S_i を介して可動素子 A_i の固定電極 E_{Ri} と接続されている。負荷抵抗163Rの他端には、第2の駆動電圧発生部22からの駆動信号 V_R と高周波信号発生部21からの高周波信号 $V_A \sin(2\pi ft)$ との和信号 $V_R + V_A \sin(2\pi ft)$ が印加される。

負荷抵抗163L、163Rの高周波信号 $V_A \sin(2\pi ft)$ に対するインピーダンス Z_o は互いに同一である。ここでは、このインピーダンス Z_o は虚数部を持たない純粋な抵抗であり、かつ第1の駆動電圧発生部20および第2の駆動電圧発生部22の内部抵抗を含む値を持つものとして取り扱う。

インピーダンス Z_o の大きさは、可動素子 A_i が変位していない場合のキャパシタ C_{Li} 、 C_{Ri} の各静電容量を C とすると、 $0.5 < 2\pi f C Z_o < 2$ を満たすように選ばれる。例えば、 C が10fFの場合、 f を100MHz、 Z_o を160k Ω となるように設定する。このような範囲にインピーダンス Z_o を設定すれば、変位検出感度がほぼ最大に近くなる。

アイソレータ164L、164Rは、それぞれ、第1端子 T_L 、第2端子 T_R に接続されてインピーダンス変換を行う。アイソレータ164L、164Rは、オペアンプを用いたボルテージフォロアにより構成される。アイソレータ164L、164Rの出力は、それぞれ、ハイパスフィルタ165L、165Rを介して高周波位相差検出部166に入力される。ハイパスフィルタ165L、165Rは、周波数 f の高周波成分については十分な透過性を持ち、駆動信号 V_L 、 V_R の持つ低周波成分については、十分な遮断性を有している。

高周波位相差検出部 166 は、入力された 2 つの高周波信号の位相差を検出し、この位相差に応じた信号を出力する。高周波位相差検出部 166 の出力は、AD 変換器 167 によってデジタルデータに変換される。このデジタルデータがキャパシタ C_{Li} 、 C_{Ri} の容量差すなわち可動素子 A_i の変位量を表すデータとなる。

これらのアイソレータ 164L、164R、ハイパスフィルタ 165L、165R、高周波位相差検出部 166、AD 変換器 167 は、本発明のマイクロアクチュエータにおける「高周波検出部」として機能する。

制御部 75 からの指令により、第 1 の駆動電圧発生部 20 からの駆動信号 V_L と第 2 の駆動電圧発生部 22 からの駆動信号 V_R との振幅値を異ならせると、可動素子 A_i は変位する。これに伴って発生したキャパシタ C_{Li} 、 C_{Ri} の容量差に応じて、上記したように第 1 端子 T_L と第 2 端子 T_R との間で周波数 f の高周波成分の位相差が発生する。このため、可動電極 Y_{Li} を個別に変位検出部 162 に接続しなくても、変位の検出が可能である。

なお、駆動信号は可動素子 A_i の 1 次共振周波数以下の周波数を持つ。本実施形態で用いる駆動信号は直流電圧である。従って、本字における駆動信号の大きさは、電圧値を意味している。高周波信号は、可動素子 A_i の 1 次共振周波数以上の周波数を持つ。

以上説明したような本実施形態のマイクロアクチュエータによれば、変位検出部 162 が高周波信号発生部 21 と、第 1 端子 T_L において第 1 電極 E_{Li} に接続された第 1 の負荷抵抗 163L と、第 2 端子 T_R において第 2 電極 E_{Ri} に接続された第 2 の負荷抵抗 163R と、第 1 端子 T_L と第 2 端子 T_R とに接続される高周波検出部 164 ~ 167 とを備えて、第 1 の負荷抵抗 163L の他端には、第 1 の

駆動信号 V_L に高周波信号 $V_A \sin(2\pi ft)$ を重畳して生成した第1の和信号 $V_L + V_A \sin(2\pi ft)$ を印加し、第2の負荷抵抗 163R の他端には第1の駆動信号 V_L と異なる大きさの第2の駆動信号 V_R に高周波信号 $V_A \sin(2\pi ft)$ を重畳して生成した第2の和信号 $V_R + V_A \sin(2\pi ft)$ を印加し、高周波検出部 164~167 は、第1端子 T_L と第2端子 T_R との間における高周波信号の位相差を検出するように構成されているために、可動電極 Y_i を1つ1つ変位検出部 162 に接続させる必要がなく、可動部 160 と切り替え部 161 との配線構成を大幅に簡略化することができる。

さらに本実施形態の構成によれば、高周波信号発生部 21 の数もただ1つでよく、位相を反転させる第2の高周波信号発生部 23 を省略することができる。

また、本実施形態の負荷抵抗 163L、163R のインピーダンスは固定値であるが、負荷抵抗 163L、163R のいずれか一方、例えば負荷抵抗 163L のインピーダンスを可変としてもよい。この場合、端子 T_L と端子 T_R との間の差動電圧の周波数 f の成分が零になるように負荷抵抗 163L のインピーダンスを調整することにより、キャパシタ C_{Li} 、 C_{Ri} の容量差を検出することもできる。

ここでは、負荷抵抗 163L、163R が虚数部を持たない純抵抗から構成しているが、本発明はこれに限られない。コイルやキャパシタなどを単独または抵抗と組み合わせて用い、抵抗値が虚数部を持つようにしても良い。特に、共振回路構造を利用すれば、位相検出感度を大きく高めることができる。

本発明のマイクロアクチュエータにおける「負荷インピーダンス素子」は、本実施形態における「負荷抵抗」に限られず、上記のコイルやキャパシタを含んだ負荷インピーダンスを持つものも含んで

いる。

入力された2つの高周波信号の位相差を検出する高周波位相差検出部166の代わりに、入力された2つの高周波信号の振幅差または振幅比を検出する構成を採用しても良い。本発明のマイクロアクチュエータにおける「高周波検出部」は、入力した2つの高周波信号の位相および／または振幅を比較する任意の構成を有し得る。

なお、本実施形態の変位検出部162の回路構成と、一般的なインピーダンスブリッジ回路との差異について、再度説明を補足する。変位検出部162の回路構成の特徴は、高周波信号に対してのみ対称であり、かつ、低周波信号に対しては非対称である点にある。すなわち、インピーダンスブリッジ回路内に構成された第1の駆動電圧発生部20と第2の駆動電圧発生部22とは、互いに異なる駆動電圧を発生することができる。このように低周波信号に対しては非対称な回路構成を有することにより、可動素子 A_i の可動電極を変位させながら、その変位量を検出することが可能になる。その一方、高周波信号に対しては対称的な回路構成としているため、端子 T_L と端子 T_R との差動信号を用いて、キャパシタ C_{Li} 、 C_{Ri} の微小な容量差を精度良く検出できる。

(実施形態6)

図13および図14を参照しながら、本発明によるマイクロアクチュエータの第6の実施形態を説明する。図13は本実施形態におけるマイクロアクチュエータの概略構成図である。

本実施形態のマイクロアクチュエータにおける可動素子 A_{ij} 、 I/F 部122、および目標変位設定部123は、実施形態4のマイクロアクチュエータにおける構成と同一の構成を有している。また、

変位検出部 170 は、実施形態 5 のマイクロアクチュエータにおける変位検出部 162 を複数個並べたものである。

5 本実施形態の構成が実施形態 4、5 の構成と異なる部分は、電圧指令値 $D_{i,j}$ を駆動電圧 $V_{i,jL}$ 、 $V_{i,jR}$ に変換する際に非線形 DA コンバータ 176 を用い、駆動電圧 $V_{i,jL}$ 、 $V_{i,jR}$ と可動素子の変位との非線形性を補償して、電圧指令値 $D_{i,j}$ と可動素子の変位との関係を概ね線形とした点である。これにより、変位の分解能を得るために必要な電圧指令値 $D_{i,j}$ のビット数を下げられるだけでなく、電圧指令値 $D_{i,j}$ と可動素子との対応関係を較正部 178 が近似関数にフィッティングする際の演算量を大幅に低減することができる。

10 各可動素子 $A_{i,j}$ には 2 個のスイッチング用の MOS トランジスタが接続され、ワード線 W_i を H にすると、ビット線 B_{jL} 、 B_{jR} がそれぞれ可動素子 $A_{i,j}$ の第 1 電極、第 2 電極と導通する。

15 ワード線 $W_1 \sim W_{32}$ はラインデコーダ 171 に接続され、切り替え制御部 172 からのアドレス信号 Adr_1 に応じて選択されたワード線のみが H にされる。

20 変換部 173、シフトレジスタ 174、ラッチ 175 は、取り扱う電圧指令値 $D_{i,j}$ のビット数が 9bit である点以外は、実施形態 4 で説明した変換部 124、シフトレジスタ 125、ラッチ 126 と同じである。変換部 124、シフトレジスタ 125、ラッチ 126 が取り扱う電圧指令値は 11bit であったため、本実施例ではこれに比べて 2bit 分精度が粗い構成となっているが、後述するように非線形 DA コンバータ 176 を用いて電圧指令値 $D_{i,j}$ と可動素子の変位との関係を概ね線形としているため、可動素子の変位の分解能としては同等のものが得られる。9bit の電圧指令値 $D_{i,j}$ の最上位ビットの
25 値によって、可動素子 $A_{i,j}$ の駆動される固定電極が第 1 電極、第 2

電極のどちらであるかを示している点も、実施形態 4 で説明した内容と同じである。シフトレジスタ 174 の転送速度は 13.8MHz で、9bit×96個のデータを 62.5 μ s で転送する。

5 ラッチ 175 に保持された電圧指令値 $D_{i,1} \sim D_{i,96}$ は、96 個の非線形 DA コンバータ 176 により、各可動素子 $A_{i,j}$ の各固定電極に印加する駆動電圧 $V_{i,L}$ 、 $V_{i,R}$ に変換される。非線形 DA コンバータ 176 は、各電圧指令値 $D_{i,j}$ の最上位ビットに応じて選択されたビット線 $B_{i,L}$ 、 $B_{i,R}$ のいずれか一方に、各電圧指令値 $D_{i,j}$ の下位 8 ビットの値に対応する駆動電圧を出力する。この下位 8 ビットの値と
10 駆動電圧の大きさとは、ある所定の非線形の対応関係を与えている。この非線形の対応関係は、ちょうど駆動電圧と可動素子の変位との非線形性を補償するように設定され、電圧指令値 $D_{i,j}$ と可動素子の変位との関係とが線形となるように設けられている。この非線形 DA コンバータ 176 の詳細については後述する。

15 ラインデコーダ 171 が i 行目のワード線 W_i のみを H とすると、各可動素子 $A_{i,j}$ はビット線 $B_{i,L}$ 、 $B_{i,R}$ と導通し、電圧指令値 $D_{i,j}$ に応じて可動素子 $A_{i,j}$ の変位が閉ループ制御される。

較正動作時には、この電圧指令値 $D_{i,j}$ を複数段階で切り替えながら、変位検出部 170 により変位検出を行う。変位検出部 170 の
20 出力は較正部 178 に入力され、電圧指令値 $D_{i,j}$ と対応づけられ、補正テーブルが作成される。この動作は、オフセット補正を含めて実施形態 4 で説明した動作と基本的に同一である。実施形態 4 との違いは、近似関数によるフィッティングの際に、1 次関数 $D(Z) = \alpha Z + \beta$ が用いられる点である。

25 以下、図 14 を用いて、非線形 DA コンバータ 176 の構成と、較正部 178 の 1 次関数近似動作を説明する。

図14(a)は、非線形DAコンバータ176の概略構成図である。ここでは1つの非線形DAコンバータ176aを例にとって説明するが、他の95個も同様の構成を備える。なお、簡略化のため、可動素子との対応関係を示す $D_{i,j}$ の添字 i,j 等は省略し、電圧指令値はD、第1電極および第2電極に出力される駆動電圧は V_L 、 V_R 、ビット線は B_L 、 B_R として記載する。

非線形DAコンバータ176aは、直列に接続した抵抗 $R_1 \sim R_{n-1}$ の両端の電位をそれぞれ最低電位 V_1 と最高電位 V_n とし、抵抗分圧によって得られた中間電位を含めて n 値の電位 $V_1 \sim V_n$ を発生させる。そして、セレクタ180によって、この n 値の電位 $V_1 \sim V_n$ の中からいずれかを適宜選択して出力する構成となっている。ここでは最低電位 V_1 は接地電位としている。また、非線形DAコンバータ176aのビット精度が8bitであるため、 n の値は256である。

セレクタ180は9bitの電圧指令値Dを入力し、これに応じた駆動電圧 V_L 、 V_R をそれぞれビット線 B_L 、 B_R に出力する。電圧指令値Dの最上位ビットが0ならば、駆動電圧 V_L には最低電位 V_1 が選択され、駆動電圧 V_R には電圧指令値Dの下位8bitに対応した $V_1 \sim V_n$ のいずれかの電位が選択される。また、最上位ビットが1ならば、駆動電圧 V_L には電圧指令値Dの下位8bitに対応した $V_1 \sim V_n$ のいずれかの電位が選択され、駆動電圧 V_R には最低電位 V_1 が選択される。以降の説明では、電圧指令値Dの最上位ビットが0の場合を正、最上位ビットが1の場合を負として電圧指令値Dの符号を定義する。また、駆動電圧 V を $V = V_R - V_L$ と定義して、電圧指令値Dと同様に正負の符号を与える。

抵抗 $R_1 \sim R_{n-1}$ の抵抗値は少なくとも互いに同一でないもの同

士を含むように設定されており、この抵抗値を適宜設定することで、任意の非線形性を実現することができる。より具体的には、最低電位 V_1 が接続される端子に最も近い側の抵抗を R_1 、以下順に R_2 、 R_3 、 \dots 、 R_{n-1} 、と呼称するとし、その抵抗値が $R_1 > R_2 > R_3 > \dots > R_{n-1}$ のように番号順に小さくなるような関係を持たせている。このように設定することで、電位 V_i ($i=2 \sim n$) の値が大きい場合ほど、電位の増分 $V_i - V_{i-1}$ が小さくなるような設定をおこなっている。すなわち、駆動電圧 V の絶対値が大きい程、電圧指令値 D の増分に対する駆動電圧 V の増分が小さくなるように設けている。

駆動電圧 V と可動素子の変位 Z には、駆動電圧 V の絶対値が大きい程、駆動電圧 V の増加に対する変位 Z の増分が大きくなる関係があるので、上記のようなDAコンバータ176の非線形特性を与えることにより、可動素子の駆動電圧 V と変位 Z との非線形特性を補償し、電圧指令値 D と可動素子の変位 Z との関係を線形に近づけることができる。

より好ましくは、電圧指令値 D と駆動電圧 V との関数 $V(D)$ が $|V| = k \cdot |D|^{1/2}$ (k は定数) の関係を満たすように抵抗 $R_1 \sim R_n$ の抵抗値を設定するのが良い。

図14(b)は、較正部178における電圧指令値 D と変位 Z との対応関係を説明するためのグラフである。

図14(b)における右上のグラフ(A)は、非線形DAコンバータ176の電圧指令値 D と駆動電圧 V との特性関数 $V(D)$ を示している。すでに説明したように、 $|V| = k \cdot |D|^{1/2}$ の関係が付与されている。より正確には、電圧指令値 D が正の値の場合には、 $V = k \cdot D^{1/2}$ 、電圧指令値 D が負の値の場合には、 $V = -k \cdot$

(−D)^{1/2}を満たすような非線形的な関係が設定されている。この特性は、非線形D/Aコンバータ176の抵抗R1〜Rn-1によって決まるため、外部からの操作によっては変えることができない固定した関係である。

5 図14(b)における左上のグラフ(B)には、ある可動素子A1の駆動電圧Vと変位Zとの特性関数Z1(V)が実線で示されている。また、別の可動素子A2の駆動電圧Vと変位Zとの特性関数Z2(V)が破線で示されている。この可動素子A1とA2との違いは、個々の可動素子の特性バラツキだけでなく、同一の可動素子における経時
10 変化や環境条件の違いによる特性変化が含まれる。この図では、2つの異なる特性関数のみが記載されているが、実際にはより多くの特性関数が存在する。この特性も可動素子の状態で決まるため、外部からの操作によっては変えることができない固定した関係である。

図14(b)における左下のグラフ(C)には、この可動素子A
15 1、A2の特性を較正するために、較正部178が作成する較正関数D1(Z)、D2(Z)が記載されている。較正関数D1(Z)は可動素子A1の変位Zと電圧指令値Dとの関係を表すもので、図では実線で示されている。較正関数D2(Z)は可動素子A2の変位Zと電圧指令値Dとの関係を表すもので、図では破線で示されている。これらの
20 較正関数D1(Z)、D2(Z)は、較正動作によって任意に設定が更新可能な関係となっている。

較正動作において、電圧指令値Dを複数段階で変えながら、変位Zを検出し、この結果から較正関数D(Z)を作成するまでの手順を説明する。

25 まず、図14(b)におけるグラフAに5点の丸印で模式的に記載したように、5段階の電圧指令値Dを選択する。非線形D/Aコン

バータ 176 の特性関数 $V(D)$ に従って、5 段階の駆動電圧 V が出力される。

次に、図 14 (b) におけるグラフ B において、この駆動電圧 V に応じて、可動素子 A1 は特性関数 $Z1(V)$ 上にある 5 点の丸印で示される変位 Z をとる。同様に、可動素子 A2 は特性関数 $Z2(V)$ 上にある 5 点の三角印で示されるような変位 Z をとる。これらの変位 Z の大きさが変位検出部 170 によって検出される。

次に、図 14 (b) におけるグラフ C において、変位検出部 170 によって検出された変位 Z と電圧指令値 D との関係が較正関数 $D(Z)$ にフィッティングされる。

非線形 DA コンバータ 176 の非線形特性 $V(D)$ によって、可動素子の非線形特性 $Z1(V)$ 、 $Z2(V)$ が補償されているので、較正関数 $D1(Z)$ 、 $D2(Z)$ はほぼ線形に近く、1 次関数を近似関数としたフィッティングを行うことが可能である。このため、単に近似関数の次数が下がるだけでなく、近似関数を電圧指令値 D と変位 Z の正負による象限別に適用する必要が無くなり、全象限にわたって統括的な取り扱いができるため、フィッティングのための演算を極めて簡単にすることができる。

また近似関数として 1 次関数を用いる場合には、電圧指令値 D を変位 Z の関数 $D(Z)$ として直接的に表現することが特に精度を落とすことなく容易に可能である。この関数 $D(Z)$ の表記はもこの逆の関数表記 $Z(D)$ に比べて、目標変位 Z を電圧指令値 D に変換することが必要な変換部 173 への適応に優れており、変換テーブルの作成などの変換に関わる操作をより簡単に行うことができる。

なお、較正関数 $D1(Z)$ 、 $D2(Z)$ のいずれもが線形に近い特性を示すのは、必ずしも数学的には自明のことではない。こうした線形

化が精度良く行われる理由の1つは、可動素子の特性関数 $Z_1(V)$ 、 $Z_2(V)$ が任意の形状をとるのではなく、ある種の傾向をもって変化する性質があるためである。この傾向とは V の値によらず $Z_1(V)$ が $Z_2(V)$ のある定数倍に近い値を示すということであり、これは
5 可動素子の特性関数 $Z(V)$ が変化する主要因が、可動素子のヒンジ
106 のバネ定数の変化にあることに起因している。このように、
可動素子のヒンジ106 が線形な復元力を持ち、駆動力と復元力との釣り合いにおいて変位量が決まる系において、非線形DAコンバータ176 に非線形性を持たせて駆動力と変位との非線形性を補償
10 しているために、目標変位 Z と電圧指令値 D との間の線形性の精度を得ることができ、すでに説明したように較正関数 $D(Z)$ を簡易な演算で高精度に算出することができる。

本実施形態のマイクロアクチュエータによれば、電圧指令値 D を非線形に駆動電圧 V に変換する非線形DAコンバータ176 を備え、
15 駆動電圧 V の値が大きいほど、電圧指令値 D の増分に対応した駆動信号 V の増分を小さく設けたことにより、駆動電圧 V と可動素子の変位 Z との非線形性を補償して、電圧指令値 D と可動素子の変位 Z との関係を線形に近づけることができる。これにより、変位の分解能を得るために必要な電圧指令値 D のビット数を下げることが可能
20 となり、回路規模やデータ転送レートの削減を行うことができる。

また、較正部178 が、電圧指令値 D と可動素子の変位 Z との対応関係を1次関数の較正関数 $D(Z)$ で近似しているため、近似関数を電圧指令値 D と変位 Z の正負による象限別に適用する必要がなくなり、全象限にわたって統括的な取り扱いができると共に、電圧
25 指令値 D を変位 Z の関数 $D(Z)$ として直接的に表現することが可能であり、較正演算負荷を大幅に低減することができる。

以上説明してきたように、本発明によれば、駆動部が出力する駆動信号によって可動素子を変位させながら、変位検出部によってその変位を検出し、較正部が変位と駆動信号との対応関係を較正しているために、外部の変位測定器が不要であり、極めて簡易に個別の可動素子の変位を検出することができるとともに、経時変化や温度などの環境変化に伴う可動素子特性の変化に対応することができる。

また、切り替え部が、駆動部および／または変位検出部を複数の可動素子の各々と選択的に接続するために、複数の可動素子を備えたマイクロアクチュエータであっても、変位検出のための回路を削減してチップコストを低減することができる。

また、こうした自己変位検出機能をもつマイクロアクチュエータを可変形ミラーに用いることにより、簡易な構成で、経時・環境変化に対する信頼性が高く、光量損失の小さい光制御を行うことができる。

産業上の利用可能性

本発明のマイクロアクチュエータは、可変形ミラーだけではなく、リレースイッチやチューナブルキャパシタなどの高周波回路用途、あるいはマイクロポンプなどの流体用途といった種々の用途に適用される。

請 求 の 範 囲

1. 基板と、
前記基板上に変位可能に支持された可動素子と、
5 前記可動素子を変位させるための駆動信号を出力する駆動部と、
前記可動素子の変位と前記駆動信号との対応関係を保持する変換部と、
前記駆動信号を与えられた状態での前記可動素子の変位を検出する変位検出部と、
10 前記駆動信号と前記変位検出部の出力とを用いて前記変換部が保持する対応関係を較正する較正部と
を備えたマイクロアクチュエータ。
2. 前記可動素子は、前記基板に固定された固定電極と、前記
15 固定電極に対向する可動電極とを備えた静電型の可動素子であって、
前記変位検出部は、前記固定電極と前記可動電極との間の静電容量の変化によって前記可動素子の変位を検出する請求項1に記載のマイクロアクチュエータ。
- 20 3. 前記駆動部は、前記可動素子の1次共振周波数近傍またはそれ以下の低周波信号を前記駆動信号として出力し、
前記変位検出部は、前記可動素子の1次共振周波数以上の高周波信号を前記駆動信号に重畳させる請求項1または2に記載のマイクロアクチュエータ。

25

4. 前記駆動部は、実質的なDC電圧を前記駆動信号として出力する請求項3に記載のマイクロアクチュエータ。

5. 前記駆動部は、複数段階の前記DC電圧を前記駆動信号として出力し、

前記変位検出部は、前記複数段階の各段階において前記可動素子の変位を検出し、

前記較正部は、前記各段階のDC電圧と前記変位検出部の出力とを所定の形式の近似関数で近似する請求項4に記載のマイクロアクチュエータ。

6. 前記駆動部は、複数段階の周波数を持つ低周波信号を前記駆動信号として出力し、

前記変位検出部は加振された前記可動素子の変位を検出し、

前記較正部は、前記駆動信号と変位検出部の出力とを対応付けて、前記可動素子の振幅応答または位相応答を算出する請求項3に記載のマイクロアクチュエータ。

7. 前記駆動部は、前記可動素子の1次共振周波数近傍の低周波信号を前記駆動信号として複数段階出力し、

前記変位検出部は前記複数段階の各段階において加振された前記可動素子の変位を検出し、

前記較正部は、前記駆動信号と変位検出部の出力とを対応付けて、前記可動素子の1次共振周波数を抽出する請求項3または6に記載のマイクロアクチュエータ。

8. 前記駆動信号の振幅を大きく設定した場合には、前記変位検出部が発生する前記高周波信号の振幅を小さく設定する請求項3から7のいずれかに記載のマイクロアクチュエータ。

5 9. 前記可動素子の前記可動電極は、所定の軸に関して概対称な第1導電性部分および第2導電性部分を含み、前記軸を中心として傾動自在に支持されるとともに、

前記固定電極は、前記可動電極の第1導電性部分に間隙を介して対向する第1電極と、前記可動電極の第2導電性部分に間隙を介して対向する第2電極とを含み、

10 前記駆動部は、前記第1導電性部分と前記第1電極との間または前記第2導電性部分と前記第2電極との間に前記駆動信号を与え、

前記変位検出部は、前記第1電極に第1の高周波信号を印加し、前記第2電極に前記第1の高周波信号と同振幅かつ逆位相の第2の高周波信号を印加し、前記第1導電性部分と前記第2導電性部分とに電氣的に接続した端子の電圧を検出する請求項2から8のいずれかに記載のマイクロアクチュエータ。

20 10. 前記変換部は、前記可動素子の変位と対応付けられた電圧指令値を発生し、

前記駆動部は、前記電圧指令値に応じた前記駆動信号を出力するDA変換器を備え、

25 前記較正部は、前記電圧指令値と前記可動素子の変位との対応関係を較正する請求項1から9のいずれかに記載のマイクロアクチュエータ。

1 1. 前記D A変換器は、非線形な特性を備え、前記駆動信号の値が大きいほど、前記電圧指令値の増分に対応した前記駆動信号の増分を小さく設けた請求項10に記載のマイクロアクチュエータ。

5 1 2. 前記較正部は、前記電圧指令値と前記可動素子の変位との対応関係を1次関数で近似する請求項11に記載のマイクロアクチュエータ。

10 1 3. 電源起動時に前記較正部を動作させる請求項1から12のいずれかに記載のマイクロアクチュエータ。

15 1 4. 温度検出部を備え、前記温度検出部が所定値以上の温度変化を検出した場合に前記較正部を動作させる請求項1から13のいずれかに記載のマイクロアクチュエータ。

20 1 5. 前記変位検出部の出力が所定の範囲を超えている場合に、前記可動素子または前記変位検出部の異常を判別する異常判別部を備えた請求項1から14のいずれかに記載のマイクロアクチュエータ。

25 1 6. 前記異常判別部が異常を判別した場合に、前記較正部による前記対応関係の更新を禁止する請求項15に記載のマイクロアクチュエータ。

1 7. 基板と、
前記基板上に変位可能に支持された複数の可動素子と、

前記可動素子を変位させるための駆動信号を出力する駆動部と、
前記可動素子の変位を検出する変位検出部と、
前記駆動部および／または前記変位検出部と前記複数の可動素子の各々とを選択的に接続する切り替え部と、
5 備えたマイクロアクチュエータ。

18. 前記切り替え部が前記変位検出部の変位検出対象を時系列で切り替えながら各前記可動素子の変位を検出する請求項17に記載のマイクロアクチュエータ。
10

19. 前記変位検出部の出力を用いて前記駆動部の出力を閉ループ制御する閉ループ制御部を備えた請求項17または18に記載のマイクロアクチュエータ。

15 20. 前記駆動部の出力を開ループ制御する開ループ制御部をさらに備え、前記閉ループ制御部と前記開ループ制御部とを時系列で切り替えて前記可動素子の制御を行う請求項19に記載のマイクロアクチュエータ。

20 21. 前記開ループ制御部が、前記閉ループ制御部により制御された前記駆動部の出力をホールドするホールド部を備える請求項に20に記載のマイクロアクチュエータ。

22. 前記可動素子が前記駆動信号に応じた電荷を蓄積可能に
25 設けられ、
前記切り替え部が、前記可動素子を前記閉ループ制御部に接続し

た第１の状態と、前記可動素子を高インピーダンスとして前記電荷を保持した第２の状態とに切り替える請求項１９に記載のマイクロアクチュエータ。

５ ２３． 各前記可動素子が前記閉ループ制御部と接続されている時間に関わる値を計測するカウンタと、前記閉ループ制御の収束を検知する収束検知部とを備え、

前記カウンタからの出力が所定の上限値を超えても前記収束検知部が前記収束を検知しない場合に、前記切り替え部が前記可動素子と前記閉ループ制御部との接続を切断する請求項１９から２２のいずれかに記載のマイクロアクチュエータ。

10

２４． 前記可動素子が前記閉ループ制御部と接続されている時間に関わる値が、前記閉ループ制御部の繰り返しループ回数である請求項２３に記載のマイクロアクチュエータ。

15

２５． 前記収束検知部が前記収束を検知して、前記切り替え部が前記閉ループ制御部の接続先を次の可動素子に切り替えた時点における前記カウンタの出力が前記上限値未満であった場合に、前記カウンタの出力に従って、次の可動素子の上限値を変更する請求項

20

２３に記載のマイクロアクチュエータ。

２６． 前記切り替え部が、前記複数の可動素子のうち少なくとも２つ以上を同時に前記変位検出部に接続する請求項１７から２５のいずれかに記載のマイクロアクチュエータ。

25

27. 前記高周波信号の振幅値と同等以上の大きさのバイアス電圧を、前記固定電極と前記可動電極の双方に与えた請求項3から16のいずれかに記載のマイクロアクチュエータ。

5 28. 前記駆動部および／または前記変位検出部と前記可動素子とを結ぶ配線経路中に設けられ、前記配線経路を接続した状態と切断した状態との間で切り替えを行う切り替え部を備え、

前記較正部は、前記配線経路を接続した状態で得られた前記変位検出部の第1の出力を、前記配線経路を切断した状態で得られた前記変位検出部の第2の出力を用いて補正するとを備える請求項1に記載のマイクロアクチュエータ。

29. 前記可動素子は、前記基板に固定された固定電極と、前記固定電極に対向する可動電極とを備え、

15 前記可動電極は、所定の軸に関して概対称な第1導電性部分および第2導電性部分を含んで前記軸を中心として傾動自在に支持され、

前記固定電極は、前記可動電極の第1導電性部分に間隙を介して対向する第1電極と、前記可動電極の第2導電性部分に間隙を介して対向する第2電極とを含み、

20 前記駆動部は前記第1電極に印加される第1の駆動信号と、前記第1の駆動信号と異なる大きさを持ち、前記第2電極に印加される第2の駆動信号とを発生し、

前記変位検出部は、前記可動素子の1次共振周波数以上の高周波信号を出力する高周波信号発生部と、第1端子において前記第1電極に接続された第1の負荷インピーダンス素子と、第2端子において前記第2電極に接続された第2の負荷インピーダンス素子と、前

記第 1 端子と第 2 端子とに接続する高周波検出部とを備え、前記第 1 の負荷インピーダンス素子の前記第 1 端子の反対側の端子には、前記高周波信号を重畳した前記第 1 の駆動信号を印加し、前記第 2 の負荷インピーダンス素子の前記第 2 端子の反対側の端子には、前記高周波信号を重畳した前記第 2 の駆動信号を印加し、

前記高周波検出部は、前記第 1 端子と前記第 2 端子との間における前記高周波信号の位相かつ／または振幅を比較することにより前記可動素子の変位を検出する請求項 1 に記載のマイクロアクチュエータ。

30. 請求項 1 から 29 のいずれかに記載のマイクロアクチュエータを備えた可変形ミラーであって、

前記可動素子の少なくとも一部に光反射領域が形成されている可変形ミラー。

31. 請求項 1 から 29 のいずれかに記載のマイクロアクチュエータを備えた装置。

32. 可動素子を有するマイクロアクチュエータの駆動方法であって、

前記可動素子を変位させるための駆動信号を出力するステップと、前記可動素子の変位と前記駆動信号との対応関係を保持するステップと、

前記駆動信号が与えられた状態での前記可動素子の変位を検出するステップと、

前記駆動信号と前記変位検出部の出力とを用いて前記対応関係を

較正するステップと、
を含む駆動方法。

图1

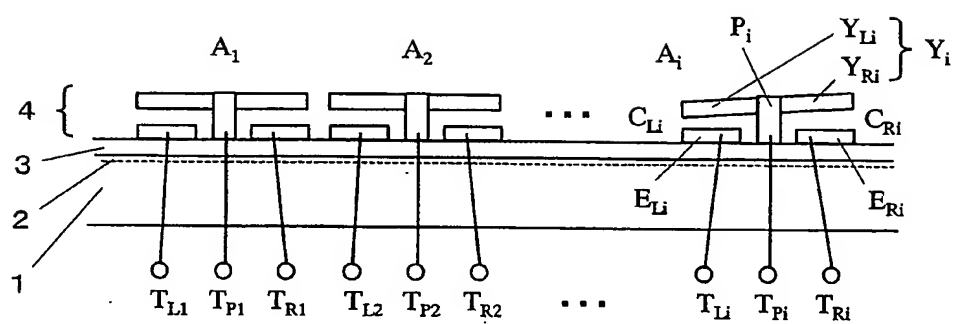


図2

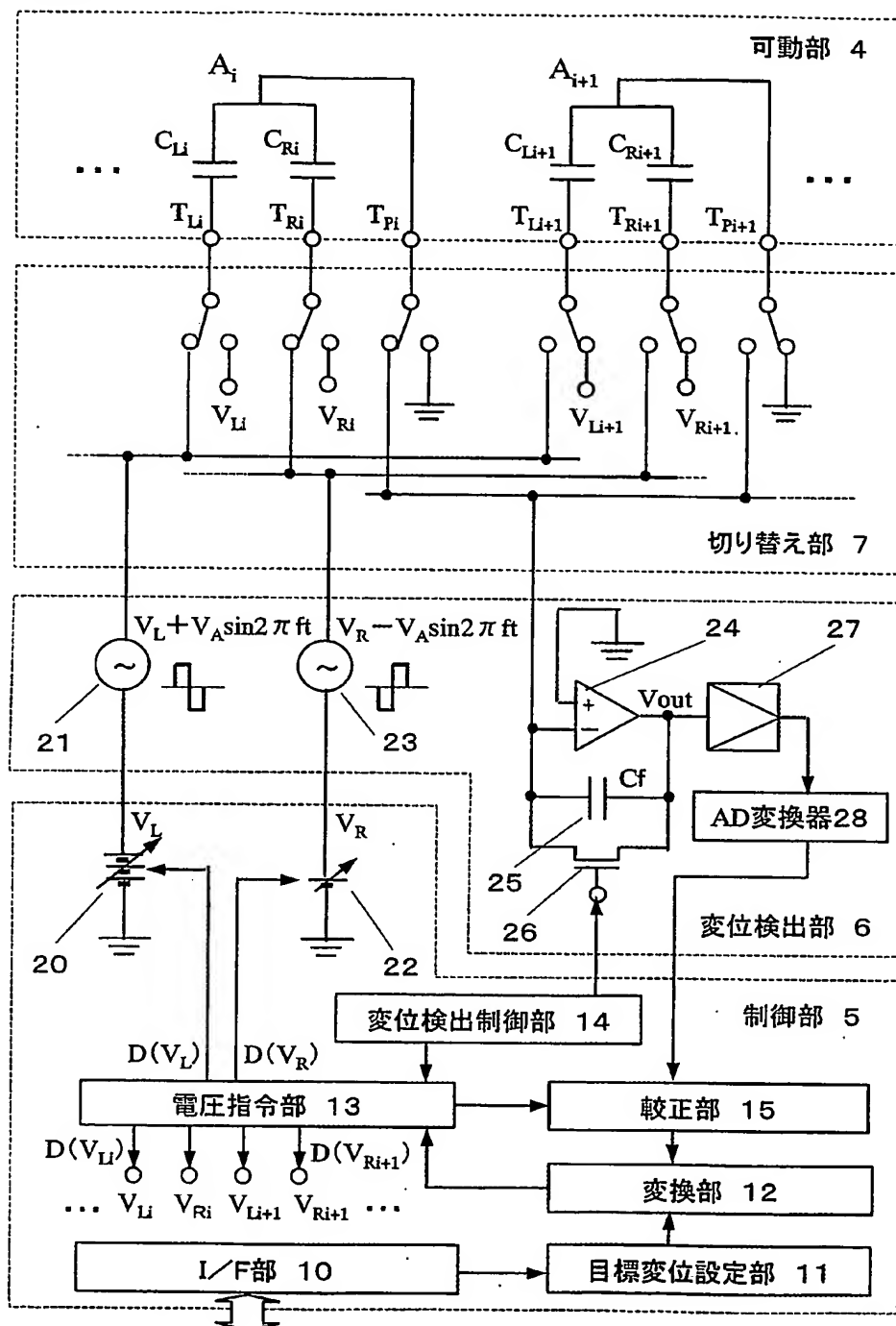


図3

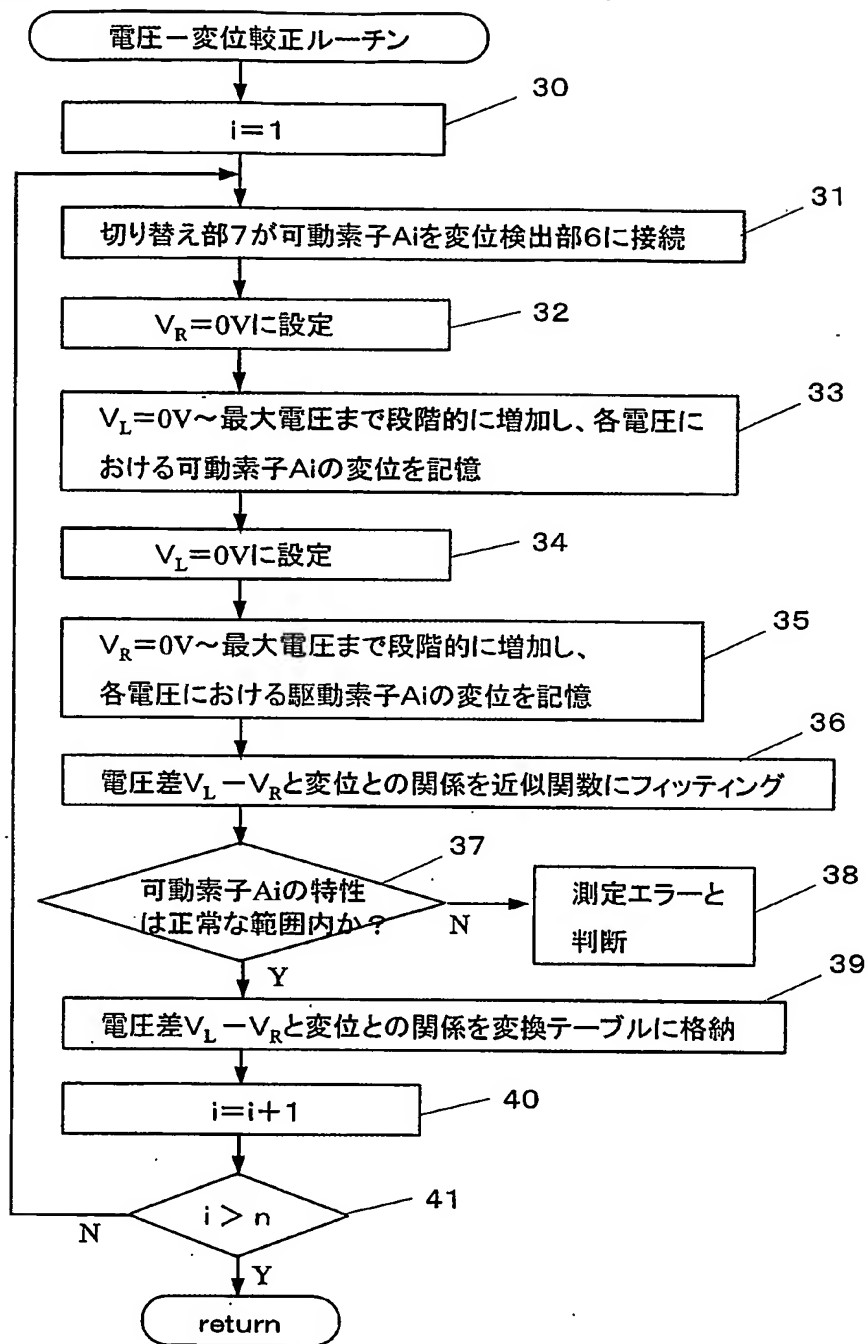


図4

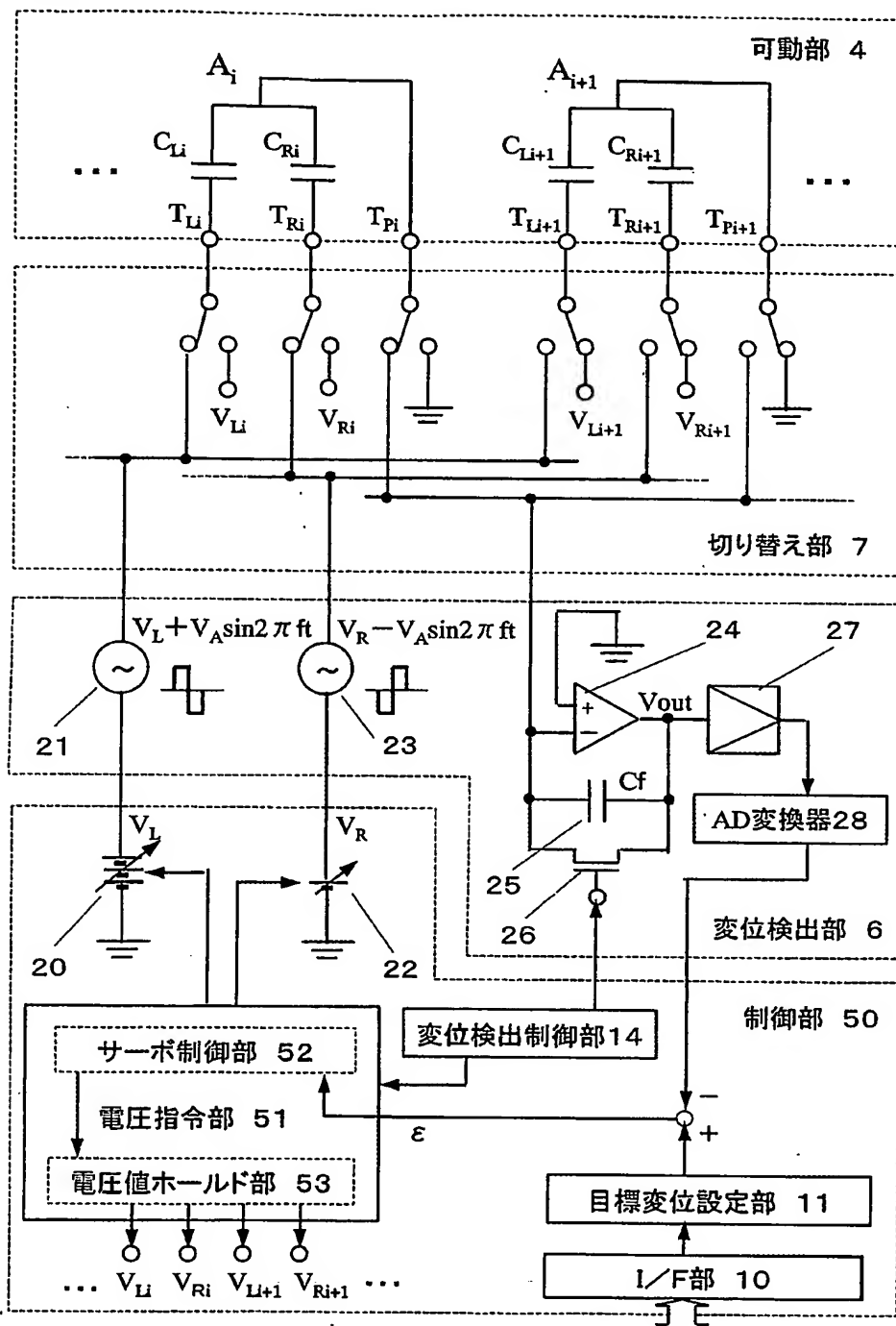


図5

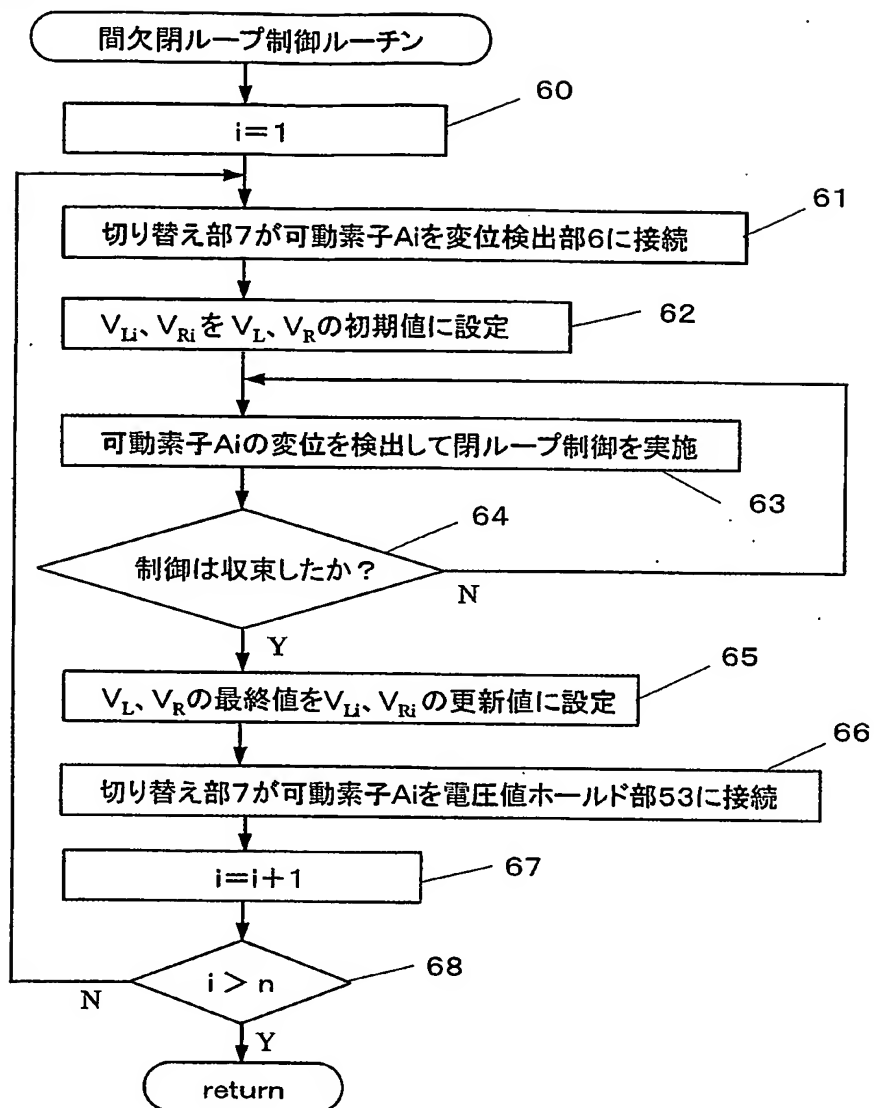


図6

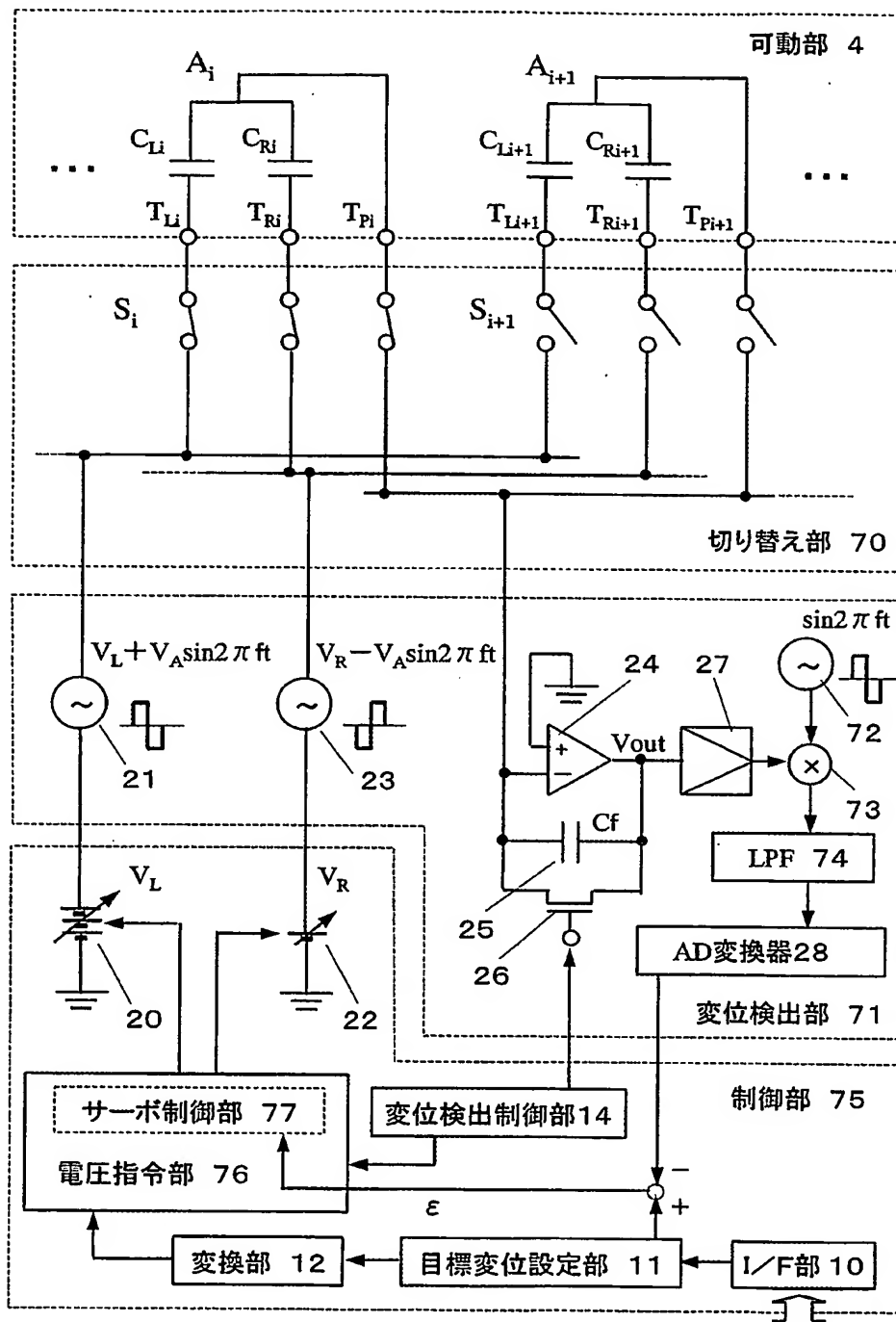


図7

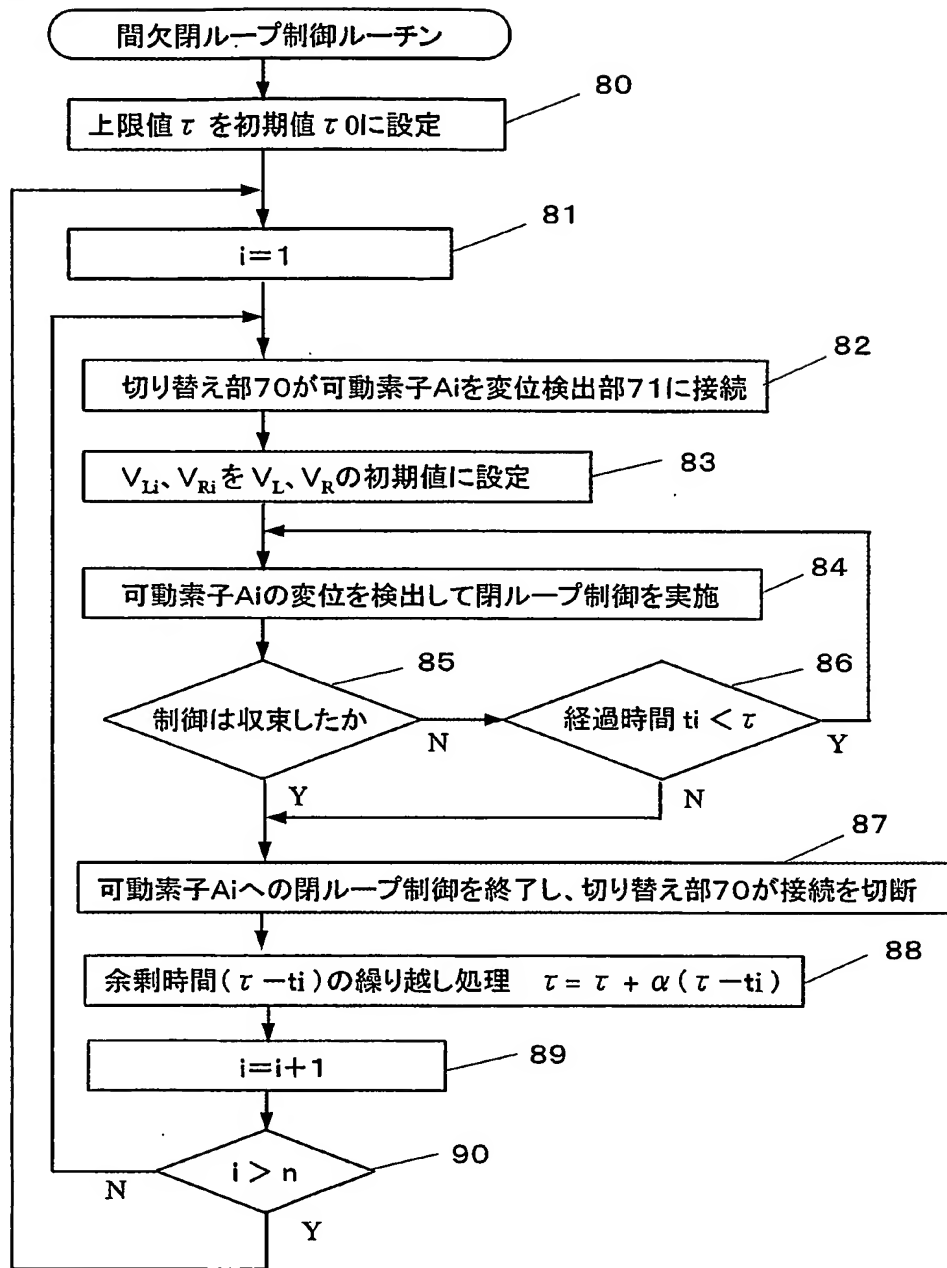
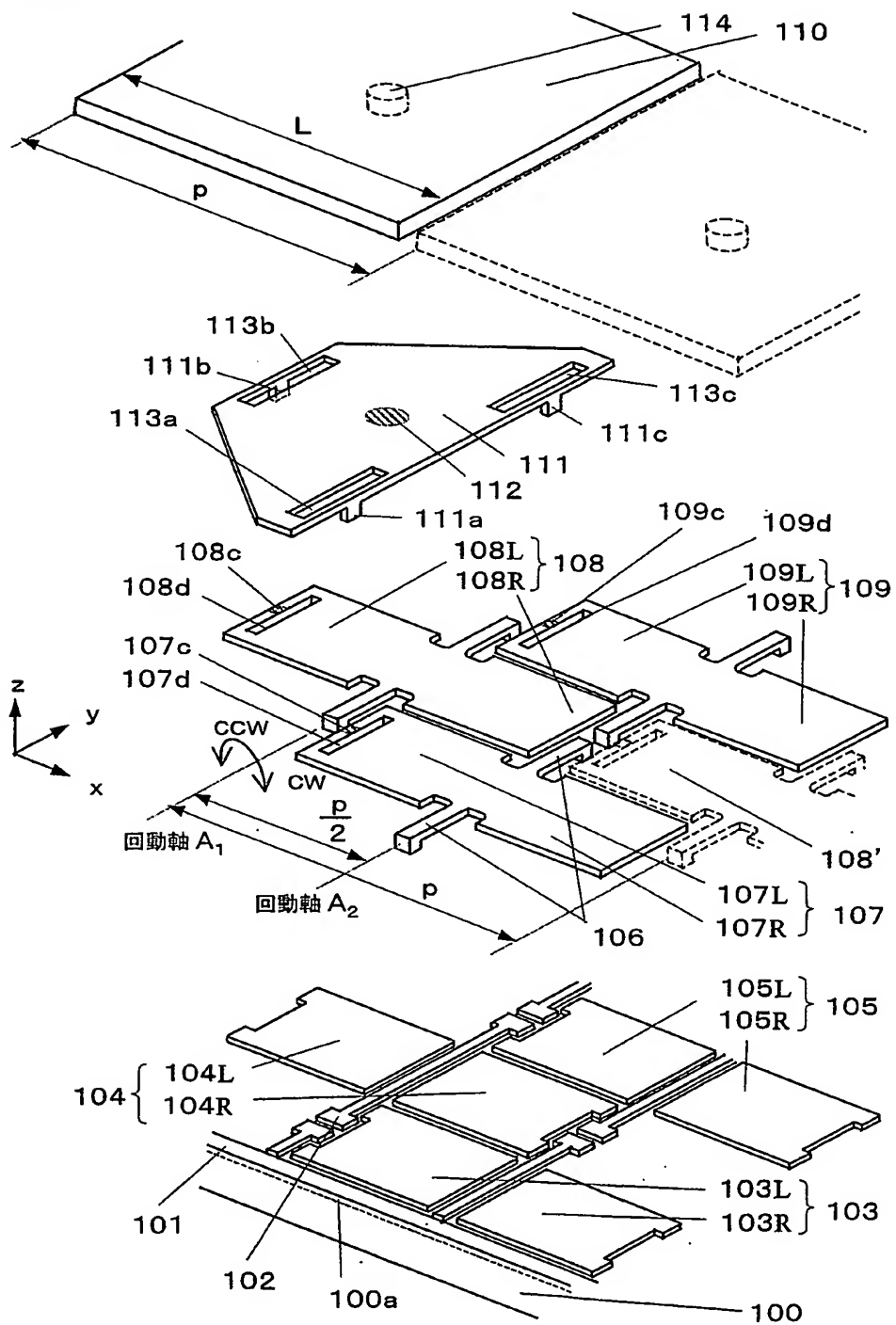


図8



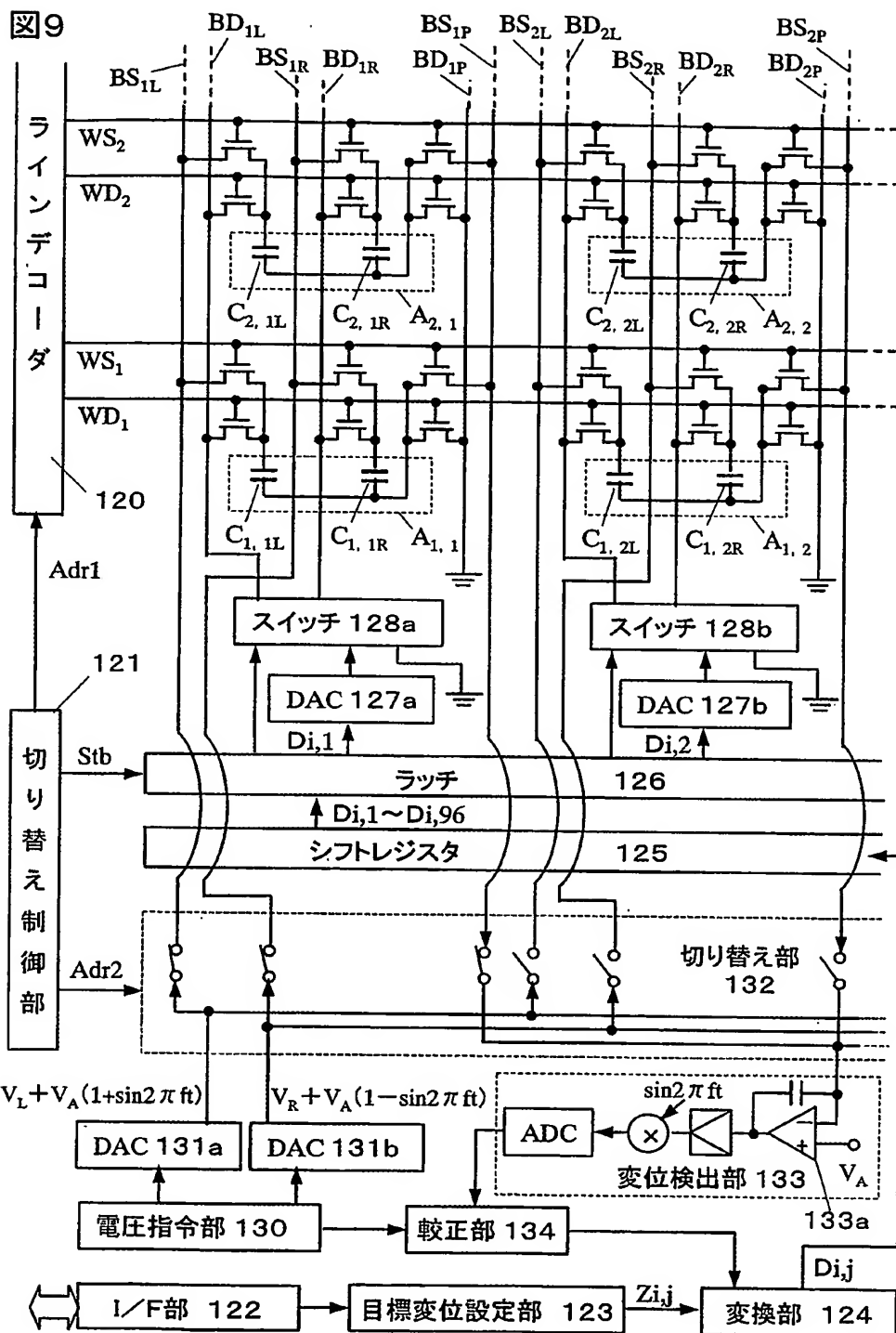


図10

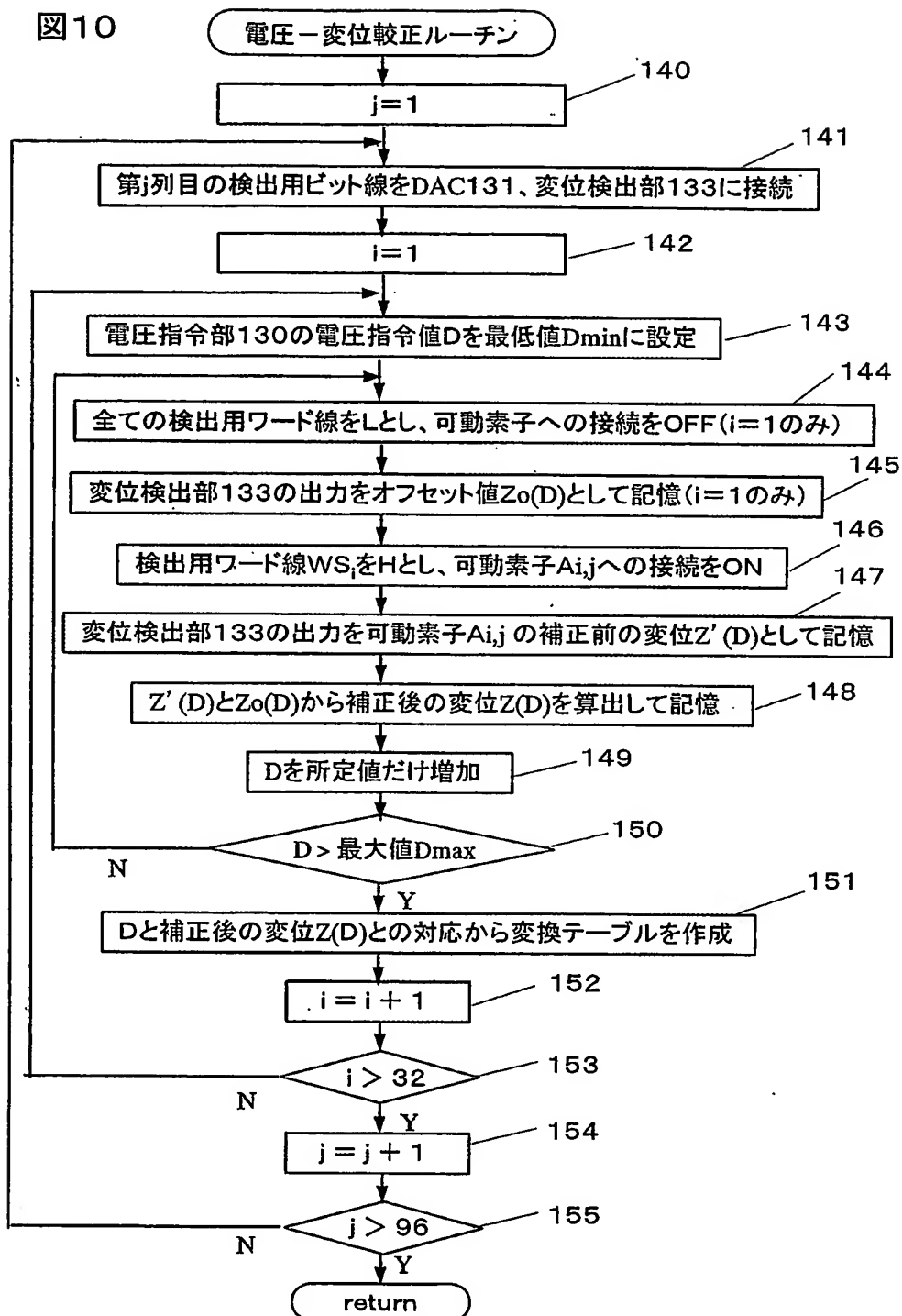
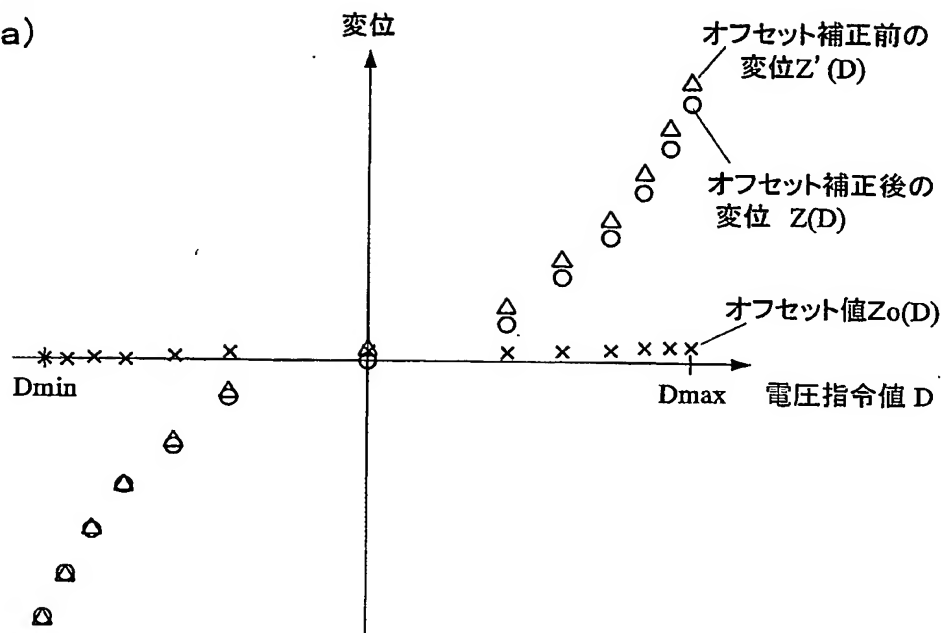


図 11

(a)



(b)

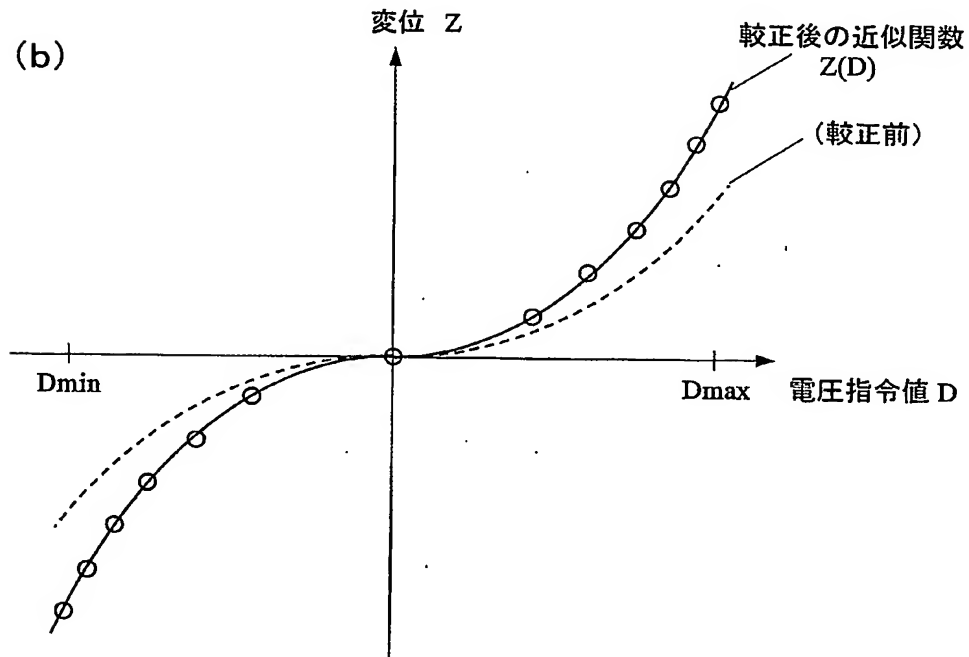


図12

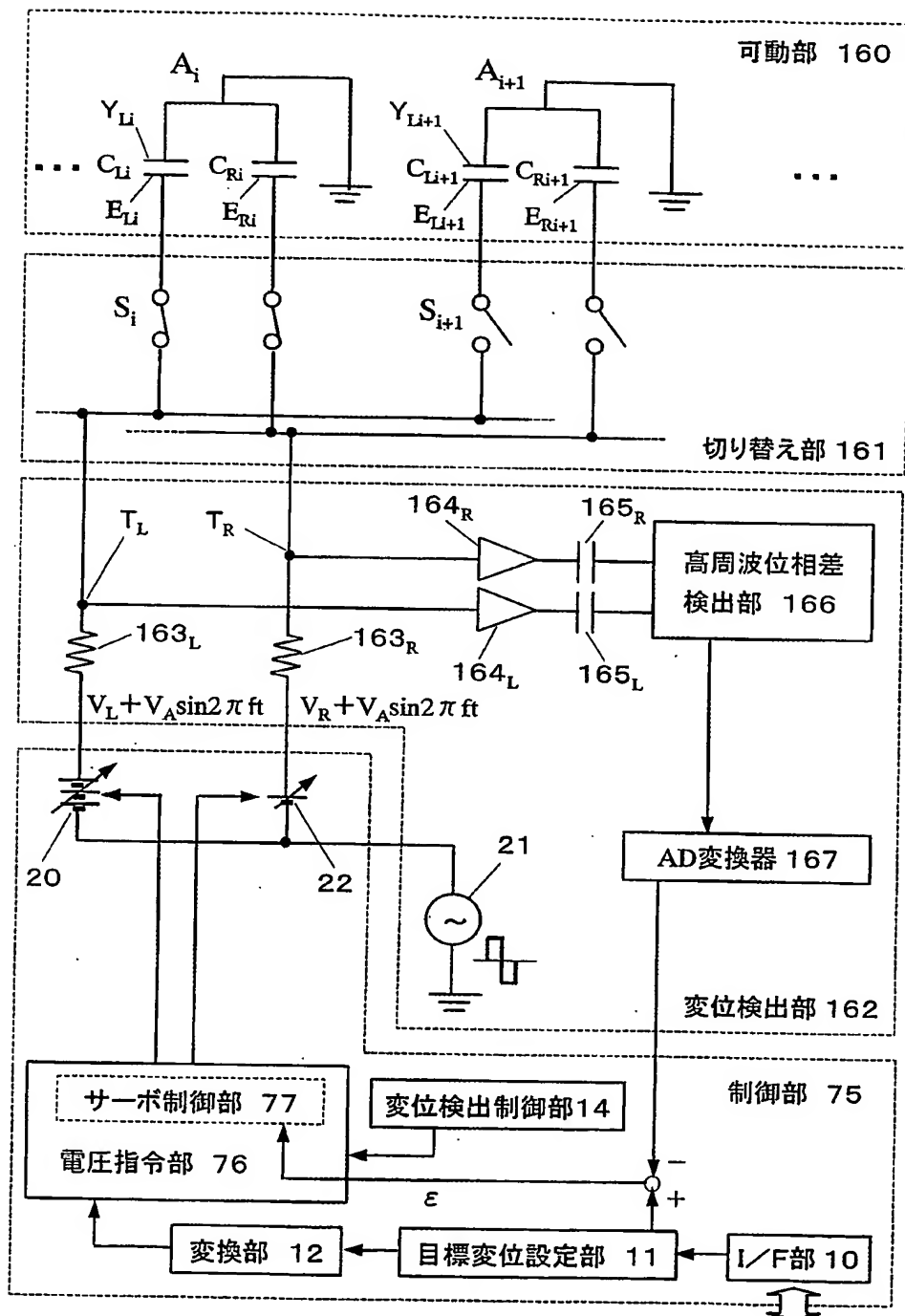
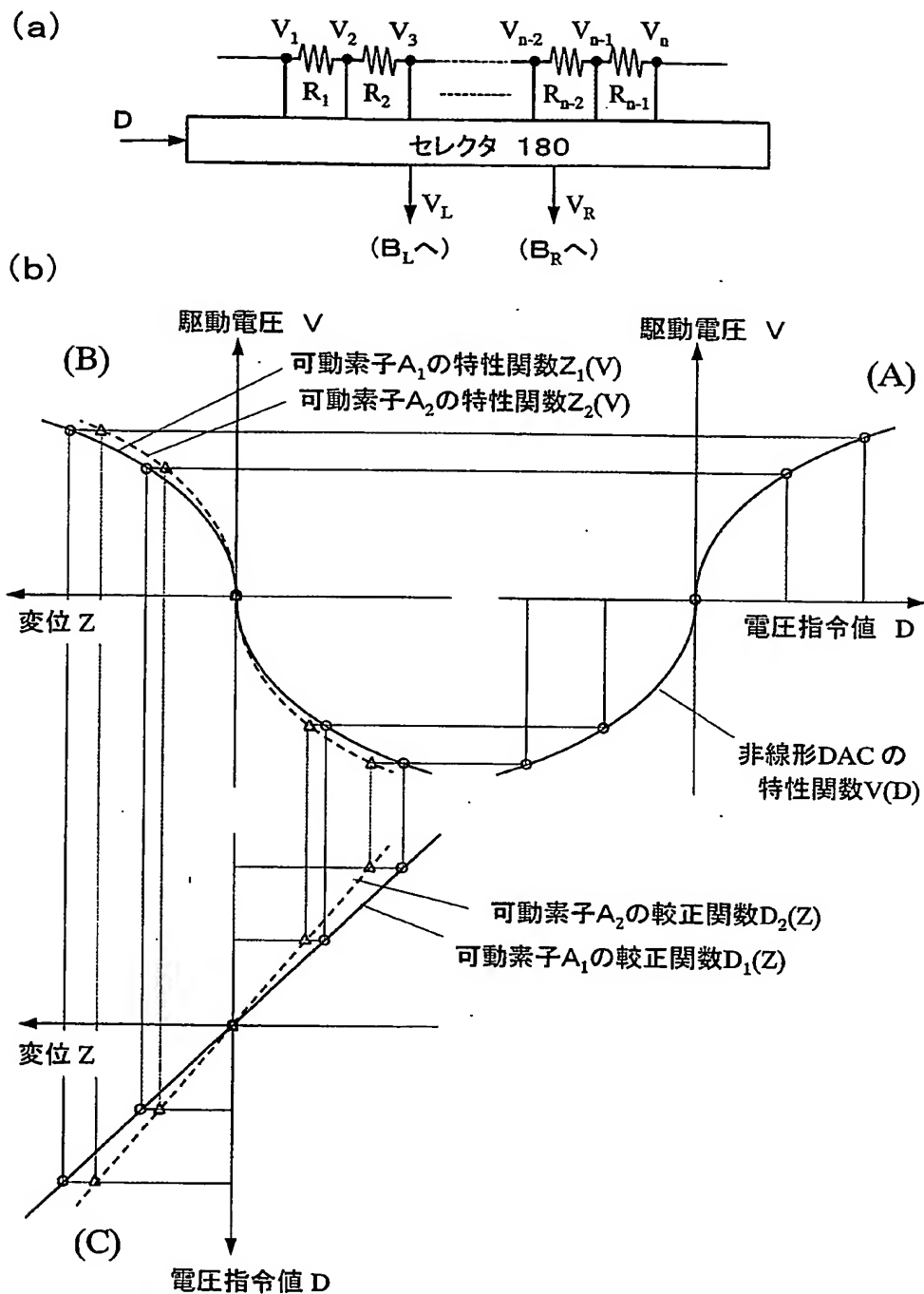


図14



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP03/14125

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int.Cl⁷ B81B3/00, G01B7/30, G02B26/08, H02N1/00

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int.Cl⁷ B81B3/00, G01B7/30, G02B26/08, H02N1/00

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho 1922-1996 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-2004

Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2004 Jitsuyo Shinan Toroku Koho 1996-2004

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 5-260766 A (Matsushita Electric Works, Ltd.), 08 October, 1993 (08.10.93), Full text (Family: none)	1-32
A	US 6178069 B1 (NEC Corp.), 23 January, 2001 (23.01.01), Full text & JP 10-327588 A & KR 271079 B	1-32
A	JP 2002-236263 A (Olympus Optical Co., Ltd.), 23 August, 2002 (23.08.02), Full text (Family: none)	1-32

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C. ☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	"I" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"E" earlier document but published on or after the international filing date	"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)	"&" document member of the same patent family
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means	
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	

Date of the actual completion of the international search
10 February, 2004 (10.02.04)Date of mailing of the international search report
24 February, 2004 (24.02.04)Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP03/14125

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 9-159939 A (Nippon Telegraph And Telephone Corp.), 20 June, 1997 (20.06.97), Full text (Family: none)	1-32

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl⁷ B81B3/00, G01B7/30, G02B26/08, H02N1/00

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl⁷ B81B3/00, G01B7/30, G02B26/08, H02N1/00

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 1922-1996年
 日本国公開実用新案公報 1971-2004年
 日本国登録実用新案公報 1994-2004年
 日本国実用新案登録公報 1996-2004年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
A	JP 5-260766 A (松下電工株式会社) 1993. 10. 08, 全文 (ファミリーなし)	1-32
A	US 6178069 B1 (NEC Corporation) 2001. 01. 23, 全文 & JP 10-327588 A & KR 271079 B	1-32
A	JP 2002-236263 A (オリンパス光学工業株式会社) 2002. 08. 23, 全文 (ファミリーなし)	1-32
A	JP 9-159939 A (日本電信電話株式会社) 1997. 06. 20, 全文 (ファミリーなし)	1-32

☐ C欄の続きにも文献が列挙されている。☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
 「E」 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
 「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)
 「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
 「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
 「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
 「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
 「&」 同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

10. 02. 2004

国際調査報告の発送日

24. 2. 2004

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/J P)
 郵便番号100-8915
 東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)
三宅 達

3P 2919

電話番号 03-3581-1101 内線 3362